

THIAGO TEIXEIRA PAINS OLIVEIRA

**UTILIZAÇÃO DA TÉCNICA DE ESTIMAÇÃO
ADAPTATIVA DE PÓLOS PARA DETECÇÃO DE
TONS DTMF**

**FLORIANÓPOLIS
2009**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**UTILIZAÇÃO DA TÉCNICA DE ESTIMAÇÃO
ADAPTATIVA DE PÓLOS PARA DETECÇÃO DE
TONS DTMF**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

THIAGO TEIXEIRA PAINS OLIVEIRA

Florianópolis, Março de 2009.

UTILIZAÇÃO DA TÉCNICA DE ESTIMAÇÃO ADAPTATIVA DE PÓLOS PARA DETECÇÃO DE TONS DTMF

Thiago Teixeira Pains Oliveira

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Comunicações e Processamento de Sinais*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Prof. Leonardo Silva Resende, D.Sc.
Orientador

Prof^a. Kátia Campos de Almeida, Ph.D.
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Leonardo Silva Resende, D.Sc.
Presidente

Walter Pereira Carpes Junior, Dr.

Raimes Moraes, Dr.

Carlos Aurélio Faria da Rocha, D.Sc.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente à minha família, em especial aos meus pais e minha irmã, pelo apoio incondicional e por todo esforço que fizeram e fazem por mim até hoje. Também agradeço por toda formação que me deram, por me fazerem, desde pequeno, alguém interessado nos estudos e também pelos sacrifícios materiais que foram feitos para que eu pudesse usufruir de um ensino de qualidade, algo que nosso país ainda se mostra ineficiente em prover à maioria de seus cidadãos.

Sou grato também a todos os bons professores que tive, da pré-escola às disciplinas do mestrado. Se meus pais me tornaram uma pessoa interessada nos estudos, foram os bons professores que tive a sorte de encontrar em minha vida acadêmica que souberam preservar e aumentar esse interesse.

Não posso deixar de mencionar os amigos, os que estão distantes, mas sempre torcendo por mim e os mais próximos, que muitas vezes foram como uma família durante os meses dedicados a esse trabalho.

Finalmente, agradeço a todos os membros da banca pelas críticas relevantes, especialmente ao professor Raimes Moraes, que trouxe valiosas contribuições em muitas etapas importante deste trabalho e registro minha mais profunda gratidão ao professor Leonardo Silva Resende, não só pela orientação, mas também pela confiança depositada em mim, ao “adotar” um aluno de outro laboratório. Apesar da dificuldade em conciliar os estudos com o trabalho, me dedicar às tarefas acadêmicas, mesmo nos momentos mais críticos, foi, antes de tudo, um prazer.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

UTILIZAÇÃO DA TÉCNICA DE ESTIMAÇÃO ADAPTATIVA DE PÓLOS PARA DETECÇÃO DE TONS DTMF

Thiago Teixeira Pains Oliveira

Março/2009

Orientador: Leonardo Silva Resende, D.Sc.

Área de Concentração: Comunicações e Processamento de Sinais.

Palavras-chave: Detecção, Sinais DTMF, Processo Auto-Regressivo

Número de Páginas: 92.

RESUMO

Este trabalho apresenta um método alternativo de detecção de tons DTMF, baseado na técnica APE (*Adaptive Pole Estimation*) proposta por A. Nehorai e D. Starer. O método é capaz de estimar diretamente as raízes da equação característica (i.e., os pólos) de um processo auto-regressivo que, no caso, correspondem aos valores de frequência das senóides que compõem os tons DTMF. O detector DTMF proposto foi testado com um arquivo *wave* da fita de testes MITEL CM7291 e comparado com detectores baseados no algoritmo de Goertzel. Ele se mostrou mais robusto a interferências do que os detectores tradicionais, além de atender às exigências da Recomendação Q.24 da ITU-T.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

USE OF ADAPTIVE POLE ESTIMATION TECHNIQUE TO DTMF DETECTION

Thiago Teixeira Pains Oliveira

March/2009

Advisor: Leonardo Silva Resende, D.Sc. .

Area of Concentration: Signal Processing

Keywords: Detection; DTMF Signal; Autoregressive Process.

Number of Pages: 92.

ABSTRACT

This work presents an alternative method of DTMF detection based on APE (Adaptive Pole Estimation) technique proposed by A. Nehorai and D. Starer. It is able to estimate directly the roots of the characteristic equation (i.e. the poles) describing an autoregressive process that, in the case, correspond to the frequency values of the sine waves composing the DTMF tones. The proposed DTMF detector was tested with a wave file of MITEL CM7291 Test Tape and compared to detectors based on Goertzel algorithm. It has demonstrated to be more robust to the interferences than the traditional ones, besides to comply with ITU-T Recommendation Q.24 requirements.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	ix
LISTA DE ABREVIACÕES	x
LISTA DE SIMBOLOS	xi
LISTA DE TABELAS	xii
1. INTRODUÇÃO.....	1
1.1 Justificativa.....	4
1.2 Organização da dissertação	6
2. ESPECIFICAÇÕES DO SISTEMA DTMF	7
3. GERAÇÃO E DETECÇÃO DE TONS DTMF	11
3.1 Geração de tons	11
3.2 Detecção de tons.....	13
3.2.1 Requisitos da detecção utilizando o algoritmo de Goertzel.....	18
3.3 Outros métodos de detecção de DTMF baseados em DFT	20
3.4 Outros paradigmas para detecção de DTMF	21
4. MODELAGEM AUTO-REGRESSIVA E DETECÇÃO DE FREQUÊNCIAS	24
4.1 Modelagem auto-regressiva	24
4.2 Detecção de frequências utilizando modelagem auto-regressiva.....	29
4.3 Método de Estimção Adaptativa de Pólos.....	33
5. METODOLOGIA.....	43
5.1 Teste MITEL CM7291	44
5.2 Avaliação de desempenho da robustez ao ruído	47
6. TESTES E RESULTADOS	48
6.1 Teste MITEL CM7291 reconstruído.....	48
6.1.1 Análise dos arquivos de teste MITEL CM7291 reconstruídos.....	53
6.2 Teste MITEL CM7291	53
6.2.1 Análise dos arquivos de áudio MITEL CM7291	58
6.3 Comparação com detector baseado no algoritmo de Goertzel	60
6.3.1 Análise dos Resultados	63
6.4 Comparação do desempenho com sinais contaminados por ruído.....	63
7. CONCLUSÃO.....	67
7.1 Discussão dos resultados	67
7.2 Considerações Finais	67
Apêndice A – Cálculo das expressões recursivas para $\frac{\partial \mathbf{a}(n)}{\partial \boldsymbol{\theta}^T(n)}$	69
Apêndice B – Código do Detector DTMF baseado no Algoritmo APE	72
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	78

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Sistema DTMF - Composição dos Dígitos “A” e “*”	3
Figura 3.1 – Diagrama de filtros de Goertzel para detecção de DTMF	15
Figura 3.2 – Diagrama do alg. de Goertzel sem coef. complexos no denominador.....	16
Figura 4.1 – Sistema Linear.....	24
Figura 5.1 – Detecção da Tecla A no Plano z	43
Figura 6.1 Potência Espectral - Método de Welch	60
Figura 6.2 Comparação de desempenho.....	65

LISTA DE ABREVIACÕES

DTMF	- Dual Tone Multi-Frequential
VHF	- Very High Frequency
UHF	- Ultra High Frequency
APE	- Adaptive Pole Estimation
AR	- Autoregressivo
RLS	- Recursive Least Square
ITU-T	- International Telecommunications Union – Telecommunication Standardization Sector
DFT	- Discrete Fourier Transform
SNR	- Signal to Noise Ratio
IIR	- Infinite Impulse Response
FFT	- Fast Fourier Transform
SPS	- Samples Per Second
WGN	- White Gaussian Noise
ARMA	- Auto-Regressive and Moving Average
FLOPS	- Floating Point Operations Per Second

LISTA DE SIMBOLOS

z	- frequência complexa
j	- unidade imaginária
e	- número de Euler
f_k	- frequência de corte [Hz]
f_s	- frequência de amostragem [amostras/s]
σ^2	- variância
r	- função de auto-correlação
ρ	- módulo
ω	- frequência angular [rad/s]

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 - Tons DTMF para discagem.....	3
Tabela 1.2 - Tons DTMF para sinalização	4
Tabela 2.1 Especificações da Bell	7
Tabela 2.2 Especificações ITU-T para recepção de tons DTMF	8
Tabela 3.1 – Resumo do Algoritmo de Goertzel	17
Tabela 5.1 – Configuração do detector para um <i>frame</i> de 200 amostras	45
Tabela 6.1 - MITEL CM7291 Reconstruído- Teste 2	49
Tabela 6.2 - MITEL CM7291 Reconstruído - Teste 3	50
Tabela 6.3 - MITEL CM7291 Reconstruído - Teste 3	51
Tabela 6.4 - MITEL CM7291 Reconstruído - Teste 4	51
Tabela 6.5 - MITEL CM7291 Reconstruído - Teste 5	52
Tabela 6.6 - MITEL CM7291 Reconstruído - Teste 6	52
Tabela 6.7 - MITEL CM7291 Reconstruído- Teste 7	53
Tabela 6.8 - Teste 2 – Detecção de Tons.....	54
Tabela 6.9 - Teste 3 – Desvio de Frequência	55
Tabela 6.10 - Teste 3 – Banda de Reconhecimento e Desvio de Frequência Central	56
Tabela 6.11 - Teste 4 – <i>Twist</i> e <i>Twist</i> Reverso	56
Tabela 6.12 - Teste 5 – Desvio de Amplitude	57
Tabela 6.13 - Teste 6 – Tempo de Guarda	57
Tabela 6.14 - Teste 7 – Relação Sinal/Ruído	58
Tabela 6.15 - Teste 8 – <i>Talk Off</i>	58
Tabela 6.16 - MITEL CM7291 - Teste 3	61
Tabela 6.17 - MITEL CM7291 - Teste 4	62
Tabela 6.18 - MITEL CM7291 - Teste 5	62
Tabela 6.19 - MITEL CM7291 - Teste 6	62
Tabela 6.20 - MITEL CM7291 - Teste 8	63
Tabela 6.21 – Teste para detector baseado no Algoritmo de Goertzel.....	63
Tabela 6.22 – Teste para Detector baseado em no algoritmo APE	64

1. INTRODUÇÃO

As companhias telefônicas têm uma extensa rede de pares de fios trafegando voz, dados e sinais de controle. Os antigos sistemas telefônicos utilizavam a discagem de pulso: quando se discava um número, a conexão de corrente contínua era interrompida repetidas vezes, de acordo com o número discado, fazendo com que relés de passo selecionassem o número desejado através do número de interrupções da conexão. O circuito ficava energizado até que o telefone fosse colocado no gancho, interrompendo a ligação. A discagem de pulso apresentava alguns problemas técnicos, como a distorção telegráfica (distorção sofrida pelo sinal ao longo de uma linha telefônica) e, por isso, tinha o seu uso restringido a chamadas locais (chamadas de longa distância exigiam um operador humano).

A possibilidade de uma sinalização de discagem que operasse em chamadas de longa distância (frequentemente realizadas em enlaces sem fio, como microondas ou satélite) foi a principal motivação para que, em 1941, a Bell Labs implantasse em Baltimore, Maryland, o primeiro sistema DTMF (*Dual Tone Multi-Frequency*), utilizando sete valores de frequência na própria banda de voz (300Hz a 4kHz), divididos em dois grupos. Os tons DTMF eram formados através da combinação de pares de frequência desses grupos e, inicialmente, o teclado continha apenas os números de 0 a 9. Como a maior parte das inovações tecnológicas, esse sistema inicialmente era muito caro para uso comercial.

A discagem através de tons DTMF foi desenvolvida num período de transição de tecnologias: os relés eletromecânicos perdiam espaço para os dispositivos de estado sólido (semicondutores). Estes novos dispositivos eram capazes de operar com a discagem de pulsos, mas a discagem por tons DTMF revelou-se mais rápida, o que era um critério muito importante para uma rede já bastante extensa e complexa. Assim, o uso da discagem por pulsos perdeu espaço e a discagem DTMF passou a se estender rapidamente a todos os usuários do sistema telefônico. Nos anos 60, com a redução de custos dos transistores e de outros componentes integrados, a introdução do DTMF em aplicações comerciais foi viabilizada. Testes foram realizados para estabelecer um padrão de teclado que dificultasse erros e aumentasse a velocidade da discagem. O sistema DTMF passou a ser comercialmente conhecido como *Touch Tone*. Os primeiros aparelhos *Touch Tone* tinham

apenas 10 teclas. A Bell Labs acrescentou as teclas * (asterisco) e # (sustenido) em 1968 para uso em serviços avançados.

Posteriormente, foi adicionada uma oitava frequência às sete primeiras, tornando possíveis dezesseis combinações diferentes. Foram, então, adicionadas as letras A, B, C e D ao teclado, aumentando as possibilidades de controle. A quarta coluna do teclado não está presente em aparelhos telefônicos, mas existe em muitos teclados de rádios de VHF e UHF. O exército americano também utiliza as letras em seu sistema telefônico. Elas são utilizadas antes da discagem, estabelecendo diferentes prioridades para as chamadas e, se necessário, interrompendo chamadas em andamento. Em telefones públicos que aceitam cartões de crédito, as letras são também utilizadas.

Atualmente os tons DTMF possuem larga utilização na telefonia e em outras áreas. Sistemas como redes de televisão a cabo e identificadores de chamada fazem uso dos tons. Radioamadores controlam repetidoras à distância através de tons DTMF. O sistema de teleproteção utilizado em linhas de transmissão de energia elétrica é outro exemplo de aplicação dos tons, que, nesse caso, são utilizados para transmissão de comandos entre os terminais da linha. Algumas redes de televisão também utilizam essa sinalização para controlar equipamentos remotos. Há a possibilidade, inclusive, de se obter notas musicais com os tons, recurso que é aproveitado comercialmente pelas operadoras de telefonia móvel para venda de tons de chamada personalizados.

O sistema de discagem por tons DTMF utiliza oito sinais de frequências distintas transmitidos em pares, representando dezesseis dígitos diferentes (números, símbolos e letras). As diferentes frequências são divididas em dois grupos: baixas frequências (697 Hz a 941 Hz) e altas frequências (1209 Hz a 1633 Hz). Cada tecla corresponde a um par de frequências, sendo cada frequência pertencente a um grupo. A Tabela 1.1 mostra como essas frequências estão organizadas.

Tabela 1.1 - Tons DTMF para discagem

		Frequências Altas			
		1209 Hz	1336 Hz	1477 Hz	1633 Hz
Frequências Baixas	697 Hz	1	2	3	A
	770 Hz	4	5	6	B
	852 Hz	7	8	9	C
	941 Hz	*	0	#	D

A tecla “A”, por exemplo, é composta pelas frequências 697 Hz (grupo de frequências baixas) e 1633 Hz (grupo de frequências altas) e consiste na combinação de frequências mais separadas no espectro. A tecla * (asterisco) representa o caso oposto, sendo representada pelas frequências mais próximas dos dois grupos: 941 Hz (frequências baixas) e 1209 Hz (frequências altas). A Figura 1.1 exemplifica graficamente a composição dessas teclas:

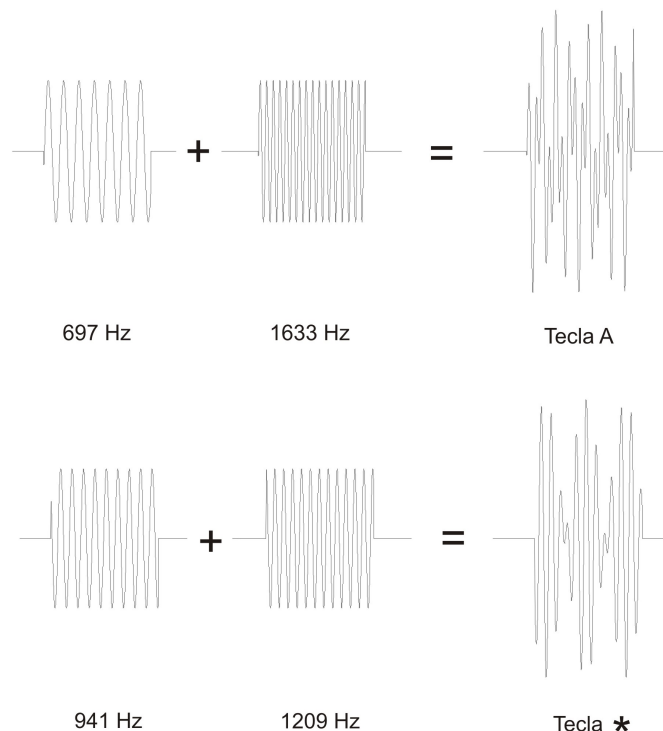


Figura 1.1 – Sistema DTMF - Composição dos Dígitos “A” e “*”

Além das frequências que compõem os dígitos, existem outras combinações de tons responsáveis pela sinalização. A Tabela 1.2 mostra como esses sinais são compostos.

Tabela 1.2 - Tons DTMF para sinalização

Sinal	Freq. Baixa	Freq. Alta
Sinal de Ocupado	480 Hz	620 Hz
Tom de Chamada	350 Hz	440 Hz
Ringback tone (EUA)	440 Hz	480 Hz

As frequências dos tons DTMF foram escolhidas de tal forma que os harmônicos e os produtos de intermodulação não causassem erros no sistema. Nenhuma frequência é múltipla de outra e a diferença ou a soma entre qualquer par de frequências é sempre única.

1.1 Justificativa

Os detectores DTMF tradicionalmente utilizados se baseiam no Algoritmo de Goertzel, que realiza a detecção dos dígitos através de um cálculo computacionalmente eficiente da energia contida em cada uma das oito frequências do Sistema DTMF. A eficiência computacional na detecção de frequências, no entanto, é frequentemente prejudicada pela necessidade de uma grande quantidade de testes para validação dos dígitos detectados. Esses testes têm um peso ainda maior quando os detectores são implementados em processadores digitais, onde algumas operações lógicas requerem bastantes recursos computacionais. Os testes se fazem ainda mais necessários se os sinais que contém os tons estiverem acompanhados de ruído ou fala, já que esses fatores podem diminuir drasticamente a capacidade do detector identificar corretamente os dígitos.

As novas propostas de detectores DTMF geralmente consistem ou em melhorias nos testes de validação, principalmente se a detecção é baseada no Algoritmo de Goertzel, ou na utilização de outros métodos de detecção de frequência. As principais motivações para o desenvolvimento de novos detectores são, de um modo geral, a otimização do detector para alguma implementação específica ou a obtenção de um detector com melhor desempenho.

O trabalho aqui apresentado consiste numa aplicação do algoritmo de Estimação Adaptativa de Pólos (*APE – Adaptive Pole Estimation*), proposto por A. Nehorai e D. Starer [1], para conceber um método alternativo de detecção das frequências dos tons DTMF. O objetivo principal do uso dessa técnica para detecção de tons DTMF é a obtenção de um detector computacionalmente eficiente, que requeira menos testes de validação dos dígitos detectados e que apresente uma maior robustez a interferências de ruído ou fala que os detectores tradicionalmente utilizados.

O algoritmo proposto por Nehorai e Starer [1] é capaz de detectar frequências através da modelagem AR (Auto-Regressiva), parametrizando diretamente os pólos (reais ou pares complexos conjugados) do modelo em vez de determinar os coeficientes do polinômio característico da função de transferência, como fazem os métodos convencionais de identificação de sistemas. A determinação direta dos pólos se justifica porque os coeficientes raramente são o objetivo final da modelagem; mas sim um meio de se conhecer as singularidades (pólos e zeros) da função de transferência dos sistemas, as quais constituem uma representação mais apropriada por serem diretamente relacionadas aos parâmetros físicos.

Nos métodos convencionais, as singularidades são identificadas em um processo de dois estágios: estimam-se os coeficientes do polinômio característico utilizando alguma técnica tradicional de identificação de sistemas (o método dos mínimos quadrados, também conhecido como LMS - *Least Mean Square* - é o mais comum) e, posteriormente, obtêm-se as raízes desse polinômio através de algum método de fatoração.

A. Nehorai e D. Starer [1] propuseram um método de identificação de sistemas que permite determinar diretamente as singularidades da função de transferência, podendo atualizá-las a cada nova amostra de sinal. O algoritmo baseia-se no uso dos próprios pólos do processo AR como variáveis de custo para minimizar o erro de predição.

O algoritmo APE apresenta características de convergência superiores aos métodos tradicionais e possui convergência garantida sob condições simples de serem atendidas. Além disso, apresenta uma maior eficiência computacional em relação à detecção de pólos e zeros por intermédio da estimação dos coeficientes polinomiais, já que o processo de detecção das raízes do polinômio característico em dois estágios é computacionalmente trabalhoso. Essa vantagem computacional viabiliza o uso desse algoritmo para realização

de estimação de pólos e zeros em tempo real, que em alguns casos não pode ser realizada com uso dos métodos convencionais.

A capacidade deste algoritmo de estimar de forma eficiente os pólos de um processo AR permite a detecção de tons DTMF através do rastreamento dos pólos relacionados às senóides que compõem cada tom e da associação desses pólos com os valores de frequência utilizados no código DTMF. As vantagens computacionais do algoritmo também são importantes para nossa proposta, já que a detecção de tons DTMF é um processo realizado em tempo real e que, por isso, exige eficiência computacional do algoritmo de detecção.

1.2 Organização da dissertação

O presente capítulo traz as motivações e o objetivo do trabalho desenvolvido, além de uma breve explanação sobre o sistema de tons DTMF.

São apresentados no Capítulo 2 os requisitos de detecção do sistema DTMF especificados pela Bell e normatizados a partir de 1988 pela ITU-T (*International Telecommunications Union – Telecommunication Standardization Sector*).

A geração e a detecção de sinais DTMF serão abordadas no Capítulo 3. Serão apresentadas técnicas baseadas na DFT (*Discrete Fourier Transform*), com ênfase para o método utilizado tradicionalmente para detecção de sinais DTMF - o algoritmo de Goertzel. Esse capítulo também apresentará exemplos de outras técnicas utilizadas para detecção.

O Capítulo 4 mostra como a modelagem auto-regressiva pode ser utilizada para detecção de frequências, trazendo uma breve explanação sobre o método para minimização recursiva de erro utilizado no algoritmo APE, proposto por Nehorai e Starer [1]. Nesse capítulo, são ainda apresentadas as etapas desse algoritmo e é mostrado como ele pode ser utilizado para detecção de tons DTMF.

O Capítulo 5 trata da metodologia utilizada para os testes. O Capítulo 6 contém os resultados dos testes de validação do detector proposto e a comparação desses resultados com os de um detector baseado no algoritmo de Goertzel, principalmente em relação à robustez perante a interferência a ruído. Finalmente, o Capítulo 7 apresenta as principais conclusões do trabalho desenvolvido.

2. ESPECIFICAÇÕES DO SISTEMA DTMF

Antes de abordarmos o processo de geração e detecção de tons DTMF, consideramos necessário apresentar as normas que regulamentam esses processos e suas principais especificações. Algumas análises apresentadas nos capítulos seguintes são baseadas nos requisitos aqui apresentados.

As primeiras especificações técnicas para geração e detecção de tons DTMF foram elaboradas pela Bell no documento TR-TSY-000181 [2]. A Tabela 2.1 mostra os requisitos dessa norma.

Tabela 2.1 Especificações da Bell

Critério	Valor
Desvio de Frequência	$\pm 1,5\%$
Duração do Tom	$\geq 40\text{ms}$ p/ aceitação $\leq 23\text{ms}$ p/ rejeição
Duração da Pausa	$\geq 40\text{ms}$
Duração do Ciclo	$\geq 93\text{ms}$
Nível de Sinal	0 a -36dBm p/ aceitação $\leq -55\text{dBm}$ p/ rejeição
<i>Twist</i> *	-8 a 4dB
Bellcore <i>talk-off</i> ** Tape TR-TSY-00763***	Menos de 670 <i>talkoffs</i> totais; menos de 330 <i>talkoffs</i> de dígitos 0-9; menos de 170 <i>talkoffs</i> de sinais * e #.
SNR	$\geq 23\text{dB}$
Ruído Impulsivo**	Menos de 14 erros com <i>Bellcore</i> <i>Impulse Noise Tape</i> No. 201
Eco	$\geq 16\text{dB}$ de relação Sinal/Eco

* *Twist* é o nome comumente dado à diferença entre o nível de potência da frequência alta e o nível de potência da frequência baixa.

** Falso dígito gerado por fala.

*** Testes com material específico da Bell.

A partir de 1988, a ITU-T estabeleceu os padrões de transmissão de sinais DTMF na Recomendação Q.23 [3], e os padrões de detecção na Recomendação Q.24 [4], citando,

neste documento, cinco referências de normas para detecção DTMF. O padrão brasileiro de detecção DTMF está incluído nesse documento como uma das referências.

Como o processo de transmissão é mais simples do que o de detecção, a Recomendação Q.23 restringe-se a padronizar as frequências da Tabela 1.1, estabelecer um desvio máximo de 1,8% do valor nominal para cada frequência transmitida e fixar o limite máximo dos produtos de distorção (resultantes de harmônicos e intermodulação) em 20 dB abaixo das frequências fundamentais.

As normas que regulamentam o processo de detecção dos tons são mais exigentes. A Tabela 2.2 mostra todas as especificações das referências citadas pela ITU-T na Recomendação Q.24 [4], com seus respectivos requisitos.

Tabela 2.2 Especificações ITU-T para recepção de tons DTMF

Parâmetros			Valores				
			NTT	AT&T	Dinamarca	Austrália	Brasil
Frequências do sinal (Hz)	Freq. Baixas	697, 770, 852, 941	idem	idem	idem	idem	
	Freq. Altas	1209, 1336, 1477, 1633	idem	idem	idem	idem	
Desvio de Frequência (%)	Aceitação	≤ 1,8	≤ 1,5	≤ 1,5% + 2 Hz	≤ 1,5% + 4 Hz	≤ 1,8	
	Rejeição	≥ 3,0	≥ 3,5	–	≥ 7,0	≥ 3,0	
Níveis de Potência (dBm)	Aceitação	-3 a -24	0 a -25	-2 a -27	-5 a -27	-3 a -25	
	Rejeição	Max. -29	Max. -55	Max. -36	Max. -30	Max. -50	
Diferença de potência entre Frequências* (dB)		Max. 5	-8 a 4	Max. 6	Max. 10	Max. 9	
Tempo de Recepção do Sinal	Duração do Sinal (ms)	Aceitação	Min. 40	Min. 40	Min. 40	Min. 40	
		Rejeição	Max. 24	Max. 23	Max. 20	Max. 25	Max. 20
	Duração da pausa (ms)		Min. 30	Min. 40	Min. 40	Min. 70	Min. 30
	Interrupção do sinal (ms)		Max. 10	Max. 10	Max. 20	Max. 12	Max. 10
	Velocidade do sinal (ms/dígito)		Min. 120	Min. 93	Min. 100	Min. 125	Min. 120
Sinal simulado por fala		6 falsos/46 horas de fala; com nível médio de -15 dBm	1 falso/3000 chamadas (0 – 9); 1 falso/2000 chamadas (0-9, *, #); 1 falso/1500 chamadas (0-9, *, #, A-D)	46 falsos/100 horas de fala; com nível médio de -12 dBm	-	5 falsos/50 horas de fala; com nível médio de -13 dB.	
Interferência de eco		-	Deve tolerar ecos atrasados em até 20ms e até 10dB abaixo do sinal	-	-	-	

*Diferença entre o nível de potência da frequência alta e o nível de potência da frequência baixa, comumente chamado de *twist*.

A seguir, são descritos os aspectos contemplados pela Recomendação Q.24 [4] da ITU-T:

Frequências do Sinal – Cada símbolo é constituído por duas componentes senoidais (Tabela 1.1), encontrando-se uma delas dentro da faixa de 697 Hz a 941 Hz (frequências baixas) e a outra entre 1209 Hz e 1633 Hz (frequências altas), como especificado na Recomendação Q.23 [3]. Estas frequências e seus correspondentes símbolos também são definidos nessa recomendação.

Desvio de Frequência – O receptor DTMF deve detectar sinais cujas frequências estejam dentro da faixa de tolerância estabelecida para transmissão. Em algumas situações, tolerâncias maiores podem ser mais adequadas, já que limiares de frequência mais altos diminuem a suscetibilidade a ruído, embora possam aumentar o número de detecção de falsos dígitos simulados por fala.

Níveis de Potência – A principal referência para níveis de potência de recepção são as amplitudes do sinal transmitido e as perdas que podem ocorrer. Sinais de intensidade menor que as especificadas não devem ser detectados. Há um intervalo de potência dentro do qual o símbolo deve ser, obrigatoriamente, detectado; não há, contudo, especificação de um limite superior de potência, acima do qual o detector deva recusar o tom.

Diferença de Potência entre Frequências (*Twist*) – Devido à resposta em frequência da linha telefônica ser similar a de um filtro passa-baixas, a amplitude do sinal transmitido pode sofrer diferentes atenuações para diferentes frequências. Tipicamente, os componentes do sinal nas frequências fundamentais mais altas são atenuados em relação às frequências fundamentais mais baixas. É importante, portanto, especificar um intervalo de valores de *twist*, dentro do qual a detecção deve ser validada.

Tempo de Recepção do Sinal – O receptor deve reconhecer sinais cuja duração exceda um valor mínimo estabelecido. Para evitar que sejam detectados falsos sinais, deve ser também estabelecido um tempo abaixo do qual o receptor não deve responder. Um

tempo mínimo de pausa entre sinais distintos também deve ser fixado e, para que não haja recepção dupla de um mesmo sinal devido a uma interrupção ou ao ruído, as interrupções abaixo de um determinado valor não devem ser reconhecidas. É fixado também um valor mínimo para a taxa em que os sinais são recebidos.

Sinal gerado por fala – O número de sinais de fala detectados como sinais DTMF não deve ultrapassar determinados valores. Os testes para esse critério normalmente utilizam gravações de fala, música e outras amostras áudio dentro da banda de voz.

Interferência de Eco – O receptor deve distinguir um sinal DTMF válido de um sinal oriundo da presença de eco no meio de transmissão. As normas estabelecem as condições de eco sob as quais o receptor deve operar sem erros.

A Recomendação Q.24 [4] também especifica que o tom de chamada, quando dentro das especificações, não pode interferir na detecção de um sinal DTMF. Também recomenda a realização de testes de imunidade a ruído. Como são muitas as possibilidades de interferência de ruído em um sinal DTMF (linhas de potência, circuitos de comunicação e outros), o documento não especifica um valor mínimo de relação sinal ruído (*SNR - Signal to Noise Ratio*) sobre o qual o detector deve operar; mas estabelece que, independentemente do nível de ruído no sistema, a detecção deve ser realizada de forma a atender a todos os critérios descritos. Para uma referência de SNR em linhas telefônicas, a Recomendação P.830 da ITU-T [5] adota uma faixa de 15 a 45 dB para ruído gaussiano.

No capítulo a seguir, trataremos da questão da geração e detecção dos tons DTMF. Apresentaremos a geração de tons DTMF por meio do uso de osciladores senoidais, que é o método mais comumente utilizado. Apresentaremos também o algoritmo de Goertzel, tradicionalmente utilizado para detecção de tons. Além disso, faremos uma breve descrição de alguns métodos alternativos de detecção.

3. GERAÇÃO E DETECÇÃO DE TONS DTMF

Neste capítulo abordaremos como os tons DTMF são gerados e detectados. A Seção 3.1 aborda a questão da geração de tons DTMF; a Seção 3.2 trata da detecção de tons via DFT (*Discrete Fourier Transform*) e apresenta o algoritmo de Goertzel; a Seção 3.3 traz outros métodos de detecção baseados na DFT e a Seção 3.4 descreve brevemente alguns algoritmos baseados em outras técnicas de detecção espectral.

3.1 Geração de tons

O modo mais simples de gerar numericamente uma onda senoidal seria armazenarmos um determinado número de valores que representem amostras de um período completo da onda senoidal e repeti-los continuamente. Esse modo, no entanto, não realiza uma geração no sentido mais restrito da palavra, pois requer que um período da senóide seja gerado *a priori*.

É possível também gerar a onda senoidal através de sua representação polinomial, porém não é possível expressar uma senóide através de um número finito de operações (adições e multiplicações) e, por isso, para expressarmos uma onda senoidal através de um polinômio, seria necessário recorrermos a alguma aproximação.

Através de osciladores senoidais, é possível gerarmos ondas senoidais sem, no entanto, nos depararmos com os problemas citados nos métodos anteriores. Um oscilador senoidal consiste em um filtro do tipo IIR (*Infinite Impulse Response*) de segunda ordem, com dois pólos complexos conjugados situados sobre o círculo unitário. Dessa forma, a resposta temporal desse filtro é uma onda senoidal com a frequência associada ao par de pólos complexos conjugados. Verificaremos a seguir como podemos chegar a uma forma recursiva de implementação do gerador de ondas senoidais através do filtro IIR de segunda ordem.

O filtro IIR de segunda ordem possui a seguinte forma:

$$H(z) = \frac{b_0}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}, \quad (3.1)$$

Se atribuirmos valores a a_1 , a_2 e b_0 , de tal forma que:

$$H(z) = \frac{A \sin(2\pi \frac{f_0}{f_s})}{1 - 2 \cos(2\pi \frac{f_0}{f_s}) z^{-1} + z^{-2}}, \quad (3.2)$$

então os pólos desse filtro formarão o par complexo conjugado $e^{\pm j\omega_0}$, onde $\omega_0 = 2\pi \frac{f_0}{f_s}$ é a frequência de oscilação e f_s a frequência de amostragem. Esse par de pólos estará situado exatamente sobre o círculo de raio unitário.

Escrevendo a Eq. 3.2 no domínio do tempo:

$$h(n) = A \sin(2\pi \frac{f_0}{f_s} (n+1)) u(n+1), \quad (3.3)$$

podemos visualizar mais facilmente que o filtro $h(n)$ fornece, como resposta ao impulso, uma onda senoidal.

A implementação numérica do oscilador senoidal pode ser feita através do uso da equação de diferenças:

$$y(n) = -a_1 y(n-1) - a_2 y(n-2) + b_0 \delta(n), \quad (3.4)$$

ou, atribuindo a a_1 , a_2 e b_0 os valores anteriormente determinados:

$$y(n) = 2 \cos(\omega_0) y(n-1) - y(n-2) + A \sin(\omega_0) \delta(n), \quad (3.5)$$

onde $y(-2)$ e $y(-1)$ são iguais a zero. Para facilitar a implementação do oscilador, podemos evitar o uso do impulso $\delta(n)$ aplicado à entrada do sistema fazendo com que $y(-2)$ inicie a oscilação [8]. Dessa forma a Eq. 3.5 pode ser reescrita como:

$$y(n) = 2 \cos(\omega_0) y(n-1) - y(n-2), \quad (3.6)$$

sendo $y(-2) = -A\sin(\omega_0)$ e $y(-1) = 0$.

A forma mais comum de gerar tons DTMF é utilizando dois osciladores senoidais com frequências de oscilação programáveis. Um oscilador gera a senóide do grupo de baixas frequências e o outro gera a senóide do grupo de altas frequências. Para manter o processo de geração e detecção em uma margem segura em relação ao critério de Nyquist, adota-se comumente a frequência de amostragem de 8000 Hz [8].

3.2 Detecção de tons

Detectar um tom DTMF válido é uma tarefa mais complexa do que gerá-lo. Além de atender aos requisitos de recepção, o processo de detecção de DTMF deve ser ininterrupto, checando a presença de dígitos válidos continuamente e em tempo real.

A detecção de tons DTMF via DFT consiste em analisar a energia do sinal recebido em cada componente de frequência relacionada aos tons DTMF para determinar se o sinal recebido é um par de tons válido ou não. Essa detecção via DFT pode ser implementada a partir do algoritmo de FFT (*Fast Fourier Transform*) ou através da utilização de um banco de filtros.

O algoritmo da FFT nos permite obter a energia de um número determinado de frequências igualmente espaçadas. Para que aplicássemos o algoritmo de FFT de forma que, sob uma taxa de amostragem de 8 kSPS (*Samples Per Second*), a resolução de frequência atenda ao requisito de 1,5% de desvio, seria necessário calcular a FFT para 256 pontos amostrados [6]. De um modo geral, quando o número de frequências a serem analisadas é pequeno, a detecção baseada em banco de filtros se mostra mais viável, pois requer um número menor de amostras a serem analisadas.

Para o caso da detecção DTMF, existem apenas oito frequências de interesse. Portanto, a melhor solução é detectá-las por meio da implementação da DFT em um banco de filtros.

A DFT é obtida por meio da equação [6,7,8]:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{kn}, \quad (3.7)$$

onde $k = 0, \dots, N-1$, e $W_N^{-kn} = e^{-j\frac{2\pi kn}{N}}$.

O algoritmo de Goertzel é um método bastante eficiente e rápido para o cálculo dos valores de $X(k)$. Esse algoritmo pode ser comparado a um banco de filtros IIR de segunda ordem, onde cada filtro extrai informações acerca da energia do sinal para uma determinada frequência.

Descreveremos a seguir como o algoritmo de Goertzel permite a obtenção de uma expressão recursiva para o cálculo do quadrado da magnitude de $X(k)$, sem a necessidade de se realizar operações com parâmetros complexos [6,7].

Considerando a propriedade:

$$W_N^{-kN} = e^{+j\frac{2\pi kN}{N}} = \cos(2\pi kN / N) + j\sin(2\pi kN / N) = 1, \quad (3.8)$$

e multiplicando-se ambos os lados da Eq. 3.7 por W_N^{-kN} , obtemos:

$$W_N^{-kN} X(k) = W_N^{-kN} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn} = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{-k(N-n)} \quad (3.9)$$

A DFT da Eq. 3.9 pode ser reescrita como o resultado da soma de convolução entre a sequência $x(n)$ e a sequência $W_N^{-kn}u(n)$ no instante $n = N$:

$$y_k(N) = \sum_{m=0}^{N-1} x(m) W_N^{-k(N-m)} = x(n) * W_N^{-kn}u(n) \Big|_{n=N} \quad (3.10)$$

Reescrever a DFT da Eq. 3.9 como a soma de convolução da Eq. 3.10 equivale a relacioná-la a um filtro cuja resposta ao impulso é:

$$h_k(n) = W_N^{-kn}u(n) \quad (3.11)$$

Comparando a Eq. 3.9 com a Eq. 3.10, pode-se concluir que $X(k)$ equivale à saída do filtro $y_k(n)$ no instante $n = N$; ou seja, em vez do cálculo da DFT, é possível calcular apenas a saída do filtro em $n = N$ [8]. Aplicando a Transformada Z na Eq. 3.11, tem-se:

$$H_k(z) = \frac{1}{1 - W_N^{-k} z^{-1}}, k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (3.12)$$

O filtro $H_k(z)$ possui um pólo no círculo unitário em $\omega_k = (2\pi k / N)$. Pode-se então utilizar N filtros paralelos para implementar a DFT. No caso da detecção de DTMF, são necessários oito filtros e k pode ser aproximado por:

$$k \approx \frac{Nf_k}{f_s} \quad (3.13)$$

onde f_s é a frequência de amostragem e f_k é a frequência seleccionada pelo filtro, para qual a energia do sinal será calculada.

A Figura 3.1 mostra um diagrama com os filtros para detecção de DTMF.

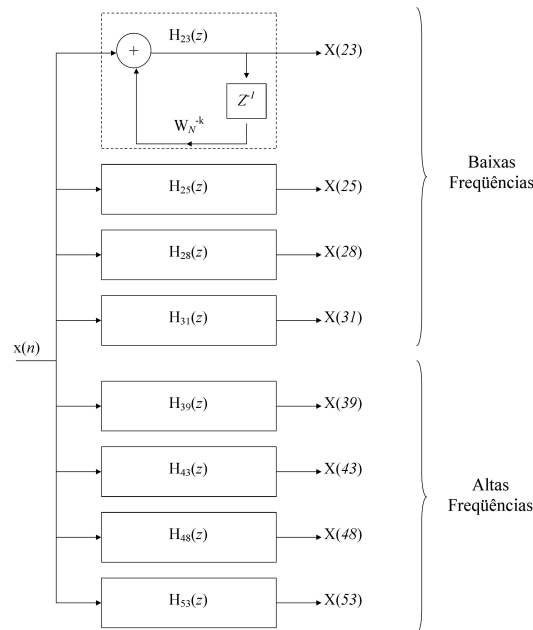


Figura 3.1 – Diagrama de filtros de Goertzel para detecção de DTMF ($N = 256$ e $f_s = 8000\text{Hz}$). O primeiro bloco foi detalhado para melhor visualização da operação de filtragem, sendo que sua estrutura repete-se nos demais.

Como o coeficiente W_N^{-k} é complexo, a Eq. 3.12 envolve operações complexas de multiplicação e adição. A busca por uma expressão que não envolva coeficientes complexos visa evitar a carga computacional exigida para esse tipo de operação. Para evitar tais operações no cálculo de $y_k(N)$, pode-se multiplicar o numerador e o denominador da função de transferência $H_k(z)$ por $(1 - W_N^k z^{-1})$. Assim, podemos escrever $H_k(z)$ como:

$$H_k(z) = \frac{1 - W_N^k z^{-1}}{1 - 2\cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right)z^{-1} + z^{-2}} \quad (3.14)$$

A Figura 3.2 esquematiza a Eq. 3.14 através de um diagrama de blocos, mostrando como $y(N)$ ou, equivalentemente, $X(k)$, pode ser obtido, a cada N amostras, por meio da seguinte equação:

$$X(k) = y_k(N) = d_k(N) - W_N^k d_k(N-1), \quad (3.15)$$

onde:

$$d_k(n) = x(n) + 2\cos\left(\frac{2\pi f_k}{f_s}\right)d_k(n-1) - d_k(n-2), \quad n = 0, 1, \dots, N \quad (3.16)$$

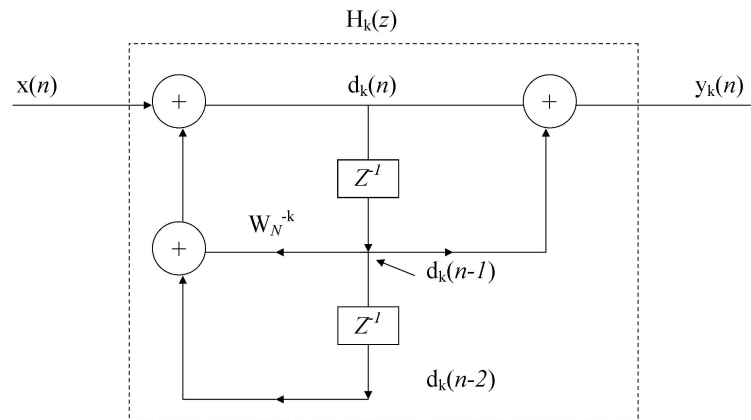


Figura 3.2 – Diagrama de blocos do algoritmo de Goertzel sem coeficientes complexos no denominador

As operações complexas podem ser eliminadas se, em vez de $X(k)$, calcularmos o seu módulo ao quadrado:

$$|X(k)|^2 = d_k^2(N) - 2 \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) d_k(N-1) d_k(N-2) + d_k^2(N-2) \quad (3.17)$$

Assim, para a detecção de DTMF, são necessárias as Eq. 3.16 e 3.17, para $n = 0 \dots N$ e $n = N$, respectivamente. Resumimos na Tabela 3.1 as etapas do algoritmo.

Tabela 3.1 – Resumo do Algoritmo de Goertzel

<p>1. Calcular Recursivamente, para $n = 0 \dots N$:</p> $d_k(n) = x(n) + 2 \cos\left(\frac{2\pi f_k}{f_s}\right) d_k(n-1) - d_k(n-2),$ <p>onde $d_k(-1) = 0$, $d_k(-2) = 0$ e $x(n) = \text{entrada}$</p> <p>2. Calcular a cada N amostras, em $n = N$:</p> $ X(k) ^2 = d_k^2(N) - 2 \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) d_k(N) d_k(N-1) + d_k^2(N-1)$

A magnitude quadrática é requerida para as oito frequências que compõem os dígitos DTMF e também, para os oito valores de frequências correspondentes ao segundo harmônico de cada uma das frequências fundamentais. Dentre as quatro frequências fundamentais mais baixas, será selecionada a que possuir maior valor de $|X(k)|^2$. Um processo semelhante acontece com os valores de frequências fundamentais mais altas e o dígito detectado é composto pelas componentes de maior magnitude, ou seja, com maior valor para $|X(k)|^2$. A magnitude quadrática do segundo harmônico permitirá, durante a fase de validação, a distinção de um dígito legítimo de DTMF de um dígito falso detectado em um sinal de música ou de fala.

3.2.1 Requisitos da detecção utilizando o algoritmo de Goertzel

Nesta seção, encontram-se descritos os testes aplicados por [6], [7] e [8] ao algoritmo de Goertzel para verificar se o dígito detectado é válido, segundo a Recomendação Q.24 da ITU-T [4]:

Desvio de Frequência – O número de amostras N define o número de iterações e, além disso, provê um meio de ajustar a resolução de frequência do algoritmo. A largura da faixa de passagem de cada um dos filtros do banco ilustrado na Fig. 3.1 é também denominada de lóbulo principal e pode ser obtida através da Eq. 3.18.

$$L_b P = \frac{f_s}{N} \quad (3.18)$$

Para atender aos requisitos já discutidos no Capítulo 2, adota-se um N em torno de 136, que corresponde a um $L_b P$ entre 58 Hz e 59 Hz. Segundo [8], um $L_b P$ de 58 Hz é suficientemente estreito para que os tons que ultrapassem 3,5% da frequência central sejam rejeitados. Para tanto, é necessário também que o limiar de energia para rejeição do sinal seja corretamente configurado. É fácil comprovar, no entanto, que um $L_b P$ de 58 Hz gera uma banda de $\pm 4\%$ para 697 Hz (primeira frequência fundamental mais baixa) e $\pm 3,75\%$ para 770 Hz (segunda frequência fundamental mais baixa). Apenas para frequências superiores a 852 Hz, um $L_b P$ de 58 Hz gera uma banda inferior a $\pm 3,5\%$. Recomenda-se, para cada uma das quatro frequências fundamentais mais altas, a utilização de dois filtros: um com frequência central 9 Hz acima da fundamental, outro com 9 Hz abaixo; assim é possível garantir uma largura do lóbulo principal maior que 1%, para essas frequências [8].

Níveis de Potência – Para verificar o nível de potência, realiza-se um teste de energia, onde os valores de $|X(k)|^2$ da frequência fundamental baixa e da frequência fundamental alta são comparados com os limiares padronizados [6]. Utiliza-se também a soma de $|X(k)|^2$ das duas frequências fundamentais [9].

Diferença de Potência entre Frequências (*Twist*) – Os valores de $|X(k)|^2$ das duas frequências fundamentais são comparados para que seja verificado se a razão entre esses valores está dentro dos limiares padronizados.

Tempo de Recepção do Sinal – Para verificar se a duração do dígito está dentro da norma, certifica-se se o dígito atende a uma duração mínima de 30ms, testando se há presença de sinal em pelo menos dois *buffers* consecutivos, cada um com 120 amostras novas e 16 amostras do buffer anterior [8]. O tamanho de cada buffer é mantido em 136 para que o lóbulo principal de cada filtro seja aproximadamente 58Hz.

Falsa detecção gerada por fala – Para rejeitar sinais de fala, os quais geralmente possuem energias de segunda harmônica alta [8], o valor de $|X(k)|^2$ para o segundo harmônico de cada frequência fundamental é verificado e comparado a um limiar que é, usualmente, estabelecido empiricamente pelo projetista do detector. Se os valores de $|X(k)|^2$ dos componentes de segunda harmônica ultrapassam esse limiar, o suposto dígito DTMF é recusado. Outra maneira para aumentar a robustez do detector a sinais de fala e ruído é comparar a energia total com a energia dos componentes fundamentais detectados. Podemos obter o valor da energia total através da equação:

$$E_T = \sum_{k=1}^8 |X(k)|^2 \quad (3.19)$$

O valor de $|X(k)|^2$ de cada um dos dois componentes fundamentais detectados ou a soma desses dois valores é comparada com o valor de E_T . Se a razão entre os valores de $|X(k)|^2$ e E_T encontra-se abaixo de um determinado limiar, o dígito em vias de detecção é invalidado. Tipicamente, a razão entre a energia do dígito e a energia total deve estar entre 80% e 90%. Contudo, este parâmetro também é estabelecido empiricamente por cada projetista. Em [6], realizam-se três testes de energia: *i*) comparação da energia total do dígito com o valor de $|X(k)|^2$ da componente fundamental de menor frequência, *ii*) com o

valor de $|X(k)|^2$ da componente fundamental de maior frequência e *iii*) com a soma desses dois valores.

Interferência de Eco – A razão entre a energia do dígito e a energia total também auxilia o detector de DTMF a evitar falsas detecções devido à interferência por eco.

Os testes são realizados geralmente na seguinte ordem: teste de magnitude, teste de *twist*, teste de energia total e teste de componentes de segunda harmônica [6]. Outros autores seguem a mesma ordem de testes, mas acrescentam, no final, um teste para verificar a duração do dígito [7,8].

3.3 Outros métodos de detecção de DTMF baseados em DFT

Outros métodos baseados em DFT têm sido propostos para a detecção de DTMF. Alguns baseiam-se no algoritmo de Goertzel, outros utilizam diferentes técnicas de análise em frequência.

Em [9], são analisados os efeitos da quantização dos coeficientes dos filtros de segunda ordem do algoritmo de Goertzel, na intenção de tornar os filtros do algoritmo menos complexos. Algumas configurações alternativas para os filtros são propostas, com ênfase na aplicação VLSI. O artigo também analisa expressões resultantes da resposta em frequência de um filtro de Goertzel de precisão finita (*finite-precision Goertzel filter*) a um par de tons utilizando janelamento retangular e do tipo “*half-end point*”, já que essas expressões são passíveis de otimização e podem gerar detectores DTMF com filtros menos complexos.

O sistema “SIGFRED – *Signaling Frequency Detector*” consiste em um circuito CMOS contendo um capacitor chaveado utilizado para detecção DTMF e sinalização de linha telefônica [10]. O objetivo principal desse trabalho é fornecer um detector compatível com o processo de fabricação CMOS de microcontroladores, de forma a implementar o detector em um circuito integrado, com um consumo de potência otimizado.

Baseando-se no algoritmo de Goertzel, Beard et. al apresentam em [11] um esquema de detecção digital aperfeiçoado em relação às técnicas analógicas tradicionais,

além de utilizar limiares adaptativos de detecção para minimizar erros de interferência por ruído ou por fala.

Um algoritmo de detecção de DTMF baseado na Transformada de Fourier Não Uniforme (*Nonuniform DFT*), capaz de atender a todos os requisitos da Recomendação Q.24 da ITU-T foi proposto em [12]. O algoritmo utiliza duas janelas deslizantes, realiza testes de duração mais sofisticados do que os anteriormente descritos e não utiliza buffers de amostras do sinal de entrada.

Normalmente, os métodos de detecção propostos buscam alternativas ao algoritmo de Goertzel para otimizar algum aspecto do processo de detecção: eficiência computacional, consumo de memória, consumo de potência, robustez a interferência de fala e de ruído, ou melhorar algum aspecto da concepção do detector, no intuito de torná-lo mais adequado à implementação desejada (circuitos integrados, microcontroladores ou DSPs).

3.4 Outros paradigmas para detecção de DTMF

Apesar das técnicas de detecção de DTMF baseadas na DFT possuírem larga utilização, diferentes abordagens para esta finalidade têm sido propostas. Essas propostas alternativas são motivadas pelos mesmos fatores relevantes aos métodos baseados na DFT: eficiência computacional, robustez a sinais interferentes, adequação a uma determinada implementação, dentre outros. Além disso, muitos sistemas desenvolvidos para detecção de frequências são testados como receptores de DTMF, pois os requisitos impostos constituem um teste razoavelmente rigoroso para validar uma nova técnica de processamento de sinais. Em quase todas as propostas de novos métodos de detecção, o algoritmo de Goertzel é utilizado como referência para comparação de desempenho.

Gay et. al [13], por exemplo, comparam um algoritmo modificado de Goertzel com um algoritmo recursivo baseado em predição linear, que encontra os coeficientes de um modelo auto-regressivo de segunda ordem para cada frequência. Para comparação, os dois algoritmos foram implementados em DSPs. O algoritmo baseado em predição linear mostrou-se computacionalmente mais eficiente, enquanto o Goertzel modificado mostrou-se mais robusto à detecção de dígito simulado por fala.

Anjani et. al [14] propõem um método baseado em análise espectral através de modelos auto-regressivos, similar ao que Ahn et. al [20] e Loupas et. al. [21] propuseram para detecção de frequências em sinais ultra-sônicos. Este trabalho utiliza um modelo auto-regressivo de décima-segunda ordem para detectar os tons. Esse detector atende às especificações com uma alta robustez a ruído, sendo capaz de operar, utilizando modelos de ordens elevadas, sob uma relação sinal ruído de até 0 dB, isto é, o detector é capaz de realizar detecções corretas mesmo quando o ruído possui a mesma magnitude do sinal.

Deosthali et. al [15] implementaram um detector que atende às normas ITU-T em um microcontrolador de 8-bit. As aspectos mais relevantes desse trabalho são o uso de filtros *notch* adaptativos e decisões de lógica mais sofisticadas.

No trabalho de Arslan et. al [16], são comparadas três técnicas via simulação em MATLAB e implementação em ADSP-2101 e Motorola 56001. A primeira é denominada “MUSIC – *Multiple Signal Classification*”, que detecta frequências baseando-se em uma decomposição da matriz de covariância de um vetor de dados formado por amostras do sinal recebido. Essa técnica atende às normas, mas é consideravelmente mais onerosa em termos computacionais do que as técnicas convencionais. São testados também o algoritmo de Goertzel e NDFET, sendo este último baseado em predição linear. Essas técnicas se mostraram mais eficientes, mas não atenderam às normas, devido à alta exigência de imunidade ao ruído e à pobre resolução em frequência.

Alguns trabalhos apresentam alternativas ainda menos convencionais como em [17], onde o detector implementado baseia-se no operador de energia de Teager-Kaiser, cuja proposta é oferecer um método mais eficiente que os detectores mais utilizados, com alto grau de exatidão e baixo custo. Em [18], os autores propõem um detector de DTMF baseado em redes neurais.

A comparação entre trabalhos que propõem abordagens baseadas e derivadas da DFT e trabalhos que propõem novas abordagens explicita muitas divergências entre os autores. Alguns afirmam que os métodos baseados no algoritmo de Goertzel não são capazes de atender às especificações da ITU-T [16] e não apresentam uma boa robustez a ruído [14], enquanto outros trabalhos afirmam que tiveram êxito em implementar o algoritmo de Goertzel atendendo às normas exigidas [8].

Os métodos baseados em predição linear são também alvo de divergências. Há alguns autores que afirmam que a predição linear é computacionalmente eficiente [13] enquanto outros afirmam que não [14]. A divergência entre [13] e [14] permanece quando a questão é adotar a predição linear como uma boa alternativa para evitar interferências de sinais de fala e ruído: o primeiro apresenta o detector baseado no algoritmo de Goertzel como a melhor opção contra interferências a sinais de fala e ruído enquanto [14] apresenta um detector baseado em modelagem auto-regressiva capaz de operar satisfatoriamente sob SNR de até 0 dB. Ressaltamos que essa divergência se deve, principalmente, ao fato de [13] utilizar um modelo auto-regressivo de segunda ordem, que é menos complexo, porém mais suscetível a interferências, enquanto [14] utiliza um modelo de décima-segunda ordem, que apresenta maior complexidade, porém é mais robusto.

Além dos métodos citados acima, existem uma série de técnicas de análise espectral que podem ser úteis na implementação de um detector DTMF, como, por exemplo, o método de detecção espectral baseado na decomposição da matriz de auto-correlação do sinal [22], que, embora bastante oneroso em termos computacionais, pode fornecer um detector de alta robustez a ruído e falsas detecções.

4. MODELAGEM AUTO-REGRESSIVA E DETECÇÃO DE FREQUÊNCIAS

Neste capítulo, apresentaremos o algoritmo APE, a partir do qual desenvolvemos o detector DTMF proposto nesse trabalho. Antes disso, introduziremos alguns conceitos sobre modelagem auto-regressiva e mostraremos como o uso desse tipo de modelo pode ser útil para detecção de frequências.

4.1 Modelagem Auto-Regressiva

Modelar um sinal é, basicamente, descobrir as leis que regem sua geração e propor as equações que o descrevem. O uso de modelos na representação de processos estocásticos data de 1927 e consiste no fato de que uma série temporal $y(n)$, formada por observações com alto grau de correlação, pode ser gerada a partir de uma série de dados $x(n)$, estatisticamente independentes (dados não correlacionados), aplicados a um sistema linear, conforme representado na Fig. 4.1 [18]. Essa série de dados não correlacionados tem uma distribuição fixa, que geralmente se assume ser gaussiana, com média nula e variância constante, e é caracterizada como ruído gaussiano branco (WGN – *White Gaussian Noise*). Tais grandezas estatísticas são matematicamente descritas por:

$$E[x(n)] = 0 \quad (4.1a)$$

$$E[x(n)x^*(k)] = \begin{cases} \sigma_x^2; k = n \\ 0; k \neq n \end{cases} \quad (4.1b)$$

$$p_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} e^{\frac{-x^2}{2\sigma_x^2}} \quad (4.1c)$$

onde $E[\]$ representa a operação de esperança estatística, $x^*(n)$ o conjugado de $x(n)$, σ_x^2 denota a variância da série $x(n)$ e $p_x(x)$ sua função de densidade de probabilidade.



Figura 4.1 – Sistema Linear

A Eq. 4.1a parte da premissa de que a série de dados não correlacionados tem média nula e a Eq. 4.1b do fato da série possuir variância constante. Se a média e a variância da série de dados são constantes, como mostram as equações, então a distribuição de probabilidade dessa série não varia com o tempo. Portanto, assumir que a série de dados $x(n)$ é gaussiana implica em assumir também que o processo a ser modelado é estacionário [18].

Assumindo a linearidade do sistema representado na Fig. 4.1, é possível então escrevermos a soma ponderada das amostras anteriores e atual da saída como a soma ponderada das amostras anteriores e atual de sua entrada, conforme a Eq. 4.2:

$$a_0^* y(n) + a_1^* y(n-1) + \dots + a_p^* y(n-p) = b_0^* x(n) + b_1^* x(n-1) + \dots + b_q^* x(n-q), \quad (4.2)$$

onde $y(n)$ denota a amostra atual, $y(n-k)$, $k = 1 \dots p$, o valor da saída a k -amostras atrás, $x(n)$ a amostra atual de entrada, $x(n-l)$, $l = 1 \dots q$, o valor da entrada a l -amostras atrás e $a_0 \dots a_p$ e $b_0 \dots b_q$ são os parâmetros do processo.

Um processo linear, que segue a Eq. 4.2, é dito ser modelado como “auto-regressivo e de média móvel” (ARMA – *Auto-Regressive and Moving Average*). O termo “auto-regressivo” se deve ao fato da modelagem utilizar a soma ponderada de suas amostras anteriores e o termo “média móvel” ao fato de se utilizar a soma ponderada de amostras anteriores e atual de $x(n)$.

A modelagem do tipo ARMA é a mais geral que se pode obter de um processo linear. É possível, a partir desse modelo, obter um modelo apenas auto-regressivo ou de média móvel. Como foi visto quando tratamos da questão da geração de tons DTMF no capítulo anterior, o par de senóides que compõem o tom pode ser descrito, no domínio da frequência, apenas por dois pares de pólos conjugados complexos distintos, por isso, há um interesse maior, nesse caso, pela modelagem auto-regressiva. A seguir, mostraremos como um modelo do tipo ARMA pode ser particularizado para um modelo auto-regressivo (AR – *Auto-Regressive*).

A Eq. 4.2 pode ser reescrita da seguinte forma:

$$y(n) = -\sum_{k=1}^p a_k^* y(n-k) + \sum_{l=0}^q b_l^* x(n-l); \quad a_0 = 1 \quad (4.3)$$

Se a combinação linear das amostras passadas e presente de um processo estocástico corresponde somente ao valor presente de $x(n)$, isto é, se na Eq. 4.3 $b_0 = 1$ e $b_1 \dots b_q = 0$, então essa combinação representa um processo dito ser auto-regressivo de ordem p (denotado por $AR(p)$) e satisfaz a equação:

$$y(n) = -\sum_{k=1}^p a_k^* y(n-k) + x(n), \quad (4.4)$$

onde $a_1 \dots a_p$ são os parâmetros do processo. Observa-se que $y(n)$ pode ser estimado da combinação linear de suas amostras de saída passadas e da amostra atual de $x(n)$.

Assumindo que a amostra atual $x(n)$ do sistema linear representado na Fig. 4.1 é desconhecida, $y(n)$ pode ser estimado somente a partir da combinação linear de p amostras passadas, sendo dado por:

$$\tilde{y}(n) = -\sum_{k=1}^p a_k^* y(n-k) \quad (4.5)$$

A estimação do sinal $y(n)$ busca minimizar um sinal de erro $e(n)$, dado pela diferença entre $y(n)$ e sua estimação $\tilde{y}(n)$:

$$e(n) = y(n) - \tilde{y}(n) = y(n) + \sum_{k=1}^p a_k^* y(n-k), \quad (4.6)$$

Pelo critério do erro quadrático médio, a função custo a ser minimizada é descrita pela seguinte equação:

$$\varepsilon = E[|e(n)|^2] = E[(y(n) + \sum_{k=1}^p a_k^* y(n-k))(y^*(n) + \sum_{l=1}^p a_l y^*(n-l))] \quad (4.7)$$

ou, na sua forma expandida:

$$\varepsilon = E[|y(n)|^2] + \sum_{k=1}^p a_k^* y(n-k) y^*(n) + \sum_{l=1}^p a_l y^*(n-l) y(n) + \sum_{k=1}^p \sum_{l=1}^p a_k^* a_l y(n-k) y^*(n-l) \quad (4.8)$$

Uma vez que a função custo acima é convexa, sua minimização pode ser realizada estabelecendo-se a seguinte relação [18,19]:

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial a_k} = 0 ; 1 \leq k \leq p \quad (4.9)$$

Derivando a Equação 4.8 e igualando o resultado a zero, obtém-se:

$$\sum_{k=1}^p a_k^* E[y(n-k) \cdot y^*(n-l)] = -E[y^*(n-l) y(n)], 1 \leq l \leq p \quad (4.10)$$

A Equação 4.10 resulta em um sistema de p equações que tem sua solução nos coeficientes a_k , $k = 1 \dots p$.

Assumindo que o processo estocástico é ergódico, podemos, em vez de médias estatísticas, utilizar médias temporais. A Eq. 4.10 passa então a ser descrita por:

$$\sum_{k=1}^p a_k^* \sum_n y(n-k) y^*(n-l) = - \sum_n y(n-l) y^*(n), 1 \leq l \leq p \quad (4.11)$$

Na prática, o sinal $u(n)$ é conhecido apenas dentro de um intervalo de amostras finito e, por isso, a estimativa temporal do erro quadrático será obtida a partir de um conjunto de N amostras da série $u(n)$. A estimativa temporal do erro quadrático pode ser escrita da seguinte forma:

$$\tilde{\varepsilon}_N = \sum_{n=0}^{N-1} |e(n)|^2 = \sum_{n=0}^{N-1} e(n) e^*(n) \quad (4.12a)$$

$$\tilde{\varepsilon}_N = \sum_{n=0}^{N-1} [y(n) + \sum_{k=1}^p a_k^* y(n-k)] [y^*(n) + \sum_{l=1}^p a_l y^*(n-l)] \quad (4.12b)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\varepsilon}_N = & \sum_{n=0}^{N-1} |y(n)|^2 + \sum_{l=1}^p a_l \sum_{n=0}^{N-1} y(n) y^*(n-l) + \sum_{k=1}^p a_k^* \sum_{n=0}^{N-1} y(n-k) y^*(n) \\ & + \sum_{k=1}^p \sum_{l=1}^p a_l a_k^* \sum_{n=0}^{N-1} y(n-k) y^*(n-l) \end{aligned} \quad (4.12c)$$

Os quatro termos da equação 4.12c podem ser definidos da seguinte forma:

$$\sum_{n=0}^{N-1} |y(n)|^2 = \sigma_{y_N}^2 = \tilde{r}_N(0) \quad (4.13a)$$

$$\sum_{n=0}^{N-1} y(n) y^*(n-l) = \tilde{r}_N(l) \quad (4.13b)$$

$$\sum_{n=0}^{N-1} y(n-k) y^*(n) = \tilde{r}_N^*(k) \quad (4.13c)$$

$$\sum_{n=0}^{N-1} y(n-k) y^*(n-l) = \tilde{r}_N(l-k) \quad (4.13d)$$

onde $\sigma_{y_N}^2$ é a variância de $y(n)$ (assumindo que sua média é zero) ou o valor estimado, em 0, da função de autocorrelação da sequência $y(n)$; $\tilde{r}_N(l)$ é o valor estimado, em l , da função de autocorrelação da sequência $y(n)$; $\tilde{r}_N^*(k)$ é o valor estimado, em k , do conjugado da função de autocorrelação da sequência $y(n)$ e $\tilde{r}_N(l-k)$ é o valor estimado, em $l-k$, da função de autocorrelação da sequência $y(n)$.

A Eq. 4.11 pode então ser reescrita da seguinte maneira:

$$\sum_{k=1}^p a_k^* \tilde{r}_N(l-k) = -\tilde{r}_N^*(l), \quad 1 \leq l \leq p, \quad (4.14)$$

ou:

$$\sum_{k=1}^p a_k^* \tilde{r}_N(l-k) = -\tilde{r}_N^*(-l), \quad 1 \leq l \leq p, \quad (4.15)$$

já que a função de autocorrelação possui a propriedade $r(-i) = r^*(i)$.

A seguir, demonstraremos como é possível utilizar a modelagem auto-regressiva para detecção de frequências ou para a obtenção do espectro de um sinal.

4.2 Detecção de frequências utilizando modelagem auto-regressiva

Para iniciarmos a análise do processo auto-regressivo no domínio da frequência (no plano z), reescreveremos a Equação 4.4 na seguinte forma:

$$y(n) + \sum_{k=1}^p a_k^* y(n-k) = x(n) \quad (4.16)$$

Tomando a Transformada Z de ambos os lados da Equação 4.16, obtém-se:

$$Y(z)[1 + \sum_{k=1}^p a_k^* z^{-k}] = X(z) \quad (4.17)$$

Podemos, então, definir a função de transferência, $H_G(z)$, do processo AR descrito pela Equação 4.16 como:

$$H_G(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1}{H_A(z)} = \frac{1}{1 + \sum_{k=1}^p a_k^* z^{-k}} \quad (4.18)$$

A função de transferência da Equação 4.18 evidencia que o modelo auto-regressivo possui todos os zeros na origem e seus pólos são definidos pelas raízes da equação característica $1 + a_1^* z^{-1} + \dots + a_p^* z^{-p} = 0$. Para garantir a estabilidade do modelo, esses pólos devem estar contidos no círculo de raio unitário no plano Z [18].

As características da função de transferência $H_G(z)$ descritas acima evidenciam a vantagem principal do uso da modelagem auto-regressiva: a possibilidade de analisarmos um processo complexo através de um pequeno número de parâmetros: os coeficientes do polinômio característico ou as próprias raízes da equação característica.

O sinal de erro $e(n)$ da Equação 4.6 pode então ser descrito, no domínio da frequência (no plano z), como:

$$\xi(z) = [1 + \sum_{k=1}^p a_k^* z^{-k}] Y(z) = H_A(z) Y(z) \quad (4.19)$$

É possível provar que o valor quadrático médio de uma grandeza é dado pelo produto de $\frac{1}{2\pi}$ pela área sob sua densidade espectral de potência [28]. Podemos então escrever a função custo como:

$$\varepsilon = \sum_n |e(n)|^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} S_e(\omega) d\omega \quad (4.20)$$

onde $S_e(\omega)$ denota a densidade espectral de potência do sinal de erro $e(n)$.

É possível provar também, que a partir da Eq. 4.19, podemos chegar à seguinte relação [28]:

$$S_e(\omega) = |H_A(\omega)|^2 S_y(\omega) \quad (4.21)$$

onde $S_y(\omega)$ denota a densidade espectral de potência de $y(n)$.

A partir das Eq. 4.20 e 4.21, podemos estabelecer a seguinte relação:

$$\varepsilon = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |H_A(\omega)|^2 S_y(\omega) d\omega \quad (4.22)$$

Como a estimativa temporal do erro quadrático será obtida a partir de um conjunto de N amostras da série $y(n)$, conforme exposto na seção anterior, podemos reescrever a equação 4.22 da seguinte forma:

$$\tilde{\varepsilon}_N = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |H_A(\omega)|^2 \tilde{S}_y(\omega) d\omega \quad (4.23)$$

onde $\tilde{S}_y(\omega)$ denota estimação da densidade espectral de potência de $y(n)$. O conjunto de parâmetros a_k , $k = 1 \dots p$, que minimiza $\tilde{\varepsilon}_N$ pode ser determinado a partir da Eq. 4.15. Os valores estimados da função de autocorrelação podem ser obtidos de $\tilde{S}_y(\omega)$, já que o espectro $\tilde{S}_y(\omega)$ e a função de correlação $\tilde{r}(i)$ formam um par de Transformadas de Fourier.

$$\tilde{S}(\omega) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \tilde{r}(i) e^{-j\omega i} \quad (4.24a)$$

$$\tilde{r}(i) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \tilde{S}(\omega) e^{j\omega i} d\omega \quad (4.24b)$$

A maneira como $\tilde{S}_y(\omega)$ se aproxima de $S_y(\omega)$ é um reflexo da relação entre $r(i)$ e $\tilde{r}(i)$. É possível provar que $r(i) = \tilde{r}(i)$, $0 \leq i \leq p$ [19]. Como $S_y(\omega)$ e $\tilde{S}_y(\omega)$ são Transformadas de Fourier de $r(i)$ e $\tilde{r}(i)$, respectivamente, pode-se concluir que, aumentando a ordem do modelo AR, aumenta-se a faixa sobre a qual $r(i) = \tilde{r}(i)$, o que resulta numa modelagem mais consistente, isto é, numa aproximação mais precisa entre $S_y(\omega)$ e $\tilde{S}_y(\omega)$. No caso limite, quando p tende ao infinito, $r(i) = \tilde{r}(i)$ para qualquer valor de i , o que torna os espectros $S_y(\omega)$ e $\tilde{S}_y(\omega)$ idênticos.

O fato de um modelo auto-regressivo possuir todos os zeros na origem poderia sugerir que esse modelo fosse capaz de modelar picos espectrais, mas não de modelar vales. No entanto, concluímos através da relação estabelecida entre $S_y(\omega)$ e $\tilde{S}_y(\omega)$ que, se a ordem p do modelo for suficientemente grande, a modelagem auto-regressiva pode se aplicar adequadamente a qualquer forma espectral. Um modelo de baixa ordem resulta em espectros mais suavizados enquanto modelos de ordem elevada podem causar picos espúrios.

Para um sinal com k senóides, que é o caso generalizado de um tom DTMF, a ordem mínima do modelo auto-regressivo para modelagem do espectro é $2k$. Nesse caso, cada par de pólos complexos conjugados do modelo auto-regressivo equivalerá a um par de pólos complexos conjugados das senóides, e podemos estabelecer, assim, uma relação direta entre a fase de cada par de pólos conjugados e o valor da frequência de cada senóide [14].

Para cada par de pólos conjugados do modelo AR, o valor da frequência relacionada a esse par de pólos, isto é, o valor da frequência em que $S_y(\omega)$ apresenta um pico, pode ser encontrado através da seguinte expressão [20]:

$$f = \frac{f_s}{2\pi} |arg|, \quad (4.25)$$

onde f_s é a frequência de amostragem e arg é a razão entre a parte imaginária e a parte real do pólo do modelo auto-regressivo em coordenadas retangulares, ou a própria fase do pólo dado em coordenadas polares.

A vantagem da utilização de modelos auto-regressivos para estimação espectral é que, ao contrário dos métodos de análise espectral baseados na Transformada de Fourier, a modelagem auto-regressiva não assume nenhuma característica para os dados da amostra que se encontram fora da janela utilizada (a DFT assume que esses dados são cíclicos). Por essa razão, o modelo auto-regressivo pode fornecer uma melhor resolução de frequência e evitar alguns problemas citados no Capítulo 3 como fuga espectral e resolução dependente do lóbulo principal. Além disso, é possível ter estimações espectrais precisas mesmo com o uso de poucas amostras [21].

A seguir, analisaremos o Método de Estimação Adaptativa de Pólos para minimização da função de erro quadrático, que será utilizado no método proposto para detecção de tons DTMF.

4.3 Método de Estimação Adaptativa de Pólos

A identificação de frequências através de um modelo auto-regressivo está associada diretamente aos valores dos pólos desse modelo. Os métodos convencionais de predição linear, no entanto, identificam os coeficientes do polinômio característico do modelo e, só depois, determinam os valores dos pólos, através de algum método de fatoração. Esse procedimento pode representar uma carga computacional muito elevada quando a aplicação requer que a identificação seja realizada em tempo real, pois, nesse caso, as predições devem sempre ser refeitas a conjuntos sucessivos de amostras.

Nehorai e Starer [1] propuseram um algoritmo que prediz diretamente os valores dos pólos de um modelo auto-regressivo com coeficientes reais. Através de métodos eficientes de atualização, é capaz de realizar novas predições a cada novo conjunto de amostras recebido. O método proposto parametriza diretamente os pólos do modelo auto-regressivo, minimizando o erro de predição através de uma busca recursiva. A função de erro de predição a ser minimizada é a função de erro quadrático, que é mais adequada para análise espectral [23], como já foi discutido na Seção 4.2 deste capítulo.

Como o método é aplicável apenas a modelos auto-regressivos com coeficientes reais, ou seja, que possuem apenas pólos reais ou pares complexos conjugados, antes de apresentarmos o Método de Estimação Adaptativa de Pólos, reescreveremos a Eq. 4.6 utilizando coeficientes reais:

$$e(n) = y(n) - \tilde{y}(n) = y(n) + \sum_{k=1}^p a_k y(n-k), \quad (4.26)$$

onde a_k , $k=1\dots p$, denota o conjunto de coeficientes do polinômio característico de $H_G(z)$ e $y(n)$ denota o sinal de saída de um processo parametrizado por a_k .

Podemos ainda escrever a Eq. 4.26 na forma matricial, já que o propósito desta análise é uma aplicação computacional:

$$e(n) = y(n) - \tilde{y}(n) = y(n) - \mathbf{a}^T \mathbf{y}(n-1), \quad (4.27)$$

onde $\mathbf{y}(n-1)$ denota um vetor coluna contendo p amostras passadas do sinal de saída:

$$\mathbf{y}(n-1) = [-y(n-1), -y(n-2), \dots, -y(n-p)]^T \quad (4.28)$$

Consideraremos, a partir daqui, o erro quadrático ponderado como função custo a ser otimizada:

$$\varepsilon(n) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} e^2(i) \quad (4.29)$$

onde λ é o fator de ponderação. Podemos expandir a Eq. 4.29, como segue:

$$\varepsilon(n) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} [y^2(i) - 2 \sum_{k=1}^p a_k y(i) y(i-k) + \sum_{l=1}^p \sum_{k=1}^p a_l a_k y(i-l) y(i-k)] \quad (4.30a)$$

$$= \frac{1}{2} [\tilde{\sigma}_y^2(n) - 2 \sum_{k=1}^p a_k \tilde{r}(-k, n) + \sum_{l=1}^p \sum_{k=1}^p a_l a_k \tilde{r}(l-k, n)] \quad (4.30b)$$

onde, similarmente a seção anterior, os três termos da Eq. 4.30b podem ser definidos da seguinte forma:

$$\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} y^2(i) = \tilde{\sigma}_y^2(n) \quad (4.31a)$$

$$\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} y(i) y(i-k) = \tilde{r}(-k, n) \quad (4.31b)$$

$$\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} y(i-l) y(i-k) = \tilde{r}(l-k, n) \quad (4.31c)$$

O conjunto de pólos θ_q , $q = 1 \dots p$, que minimiza a função custo, deve atender à seguinte condição:

$$\frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial \theta_q} = 0, \quad (4.32)$$

Desenvolvendo a expressão $\frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial \theta_q}$, chegamos à seguinte equação:

$$\frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial \theta_q} = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} e(i) \frac{\partial e(i)}{\partial \theta_q}, \quad (4.33)$$

onde $\frac{\partial e(i)}{\partial \theta_q}$ pode ser descrito, utilizando a regra da cadeia, por:

$$\frac{\partial e(i)}{\partial \theta_q} = \frac{\partial e(i)}{\partial a_k} \frac{\partial a_k}{\partial \theta_q}, \quad (4.34)$$

e:

$$\frac{\partial e(i)}{\partial a_k} = y(i - k), \quad (4.35)$$

A manipulação algébrica do termo $\frac{\partial a_k}{\partial \theta_q}$ é a principal ferramenta para que o algoritmo proposto por Nehorai e Starer seja capaz de parametrizar diretamente os pólos do modelo auto-regressivo. Apresentaremos posteriormente como isso é feito.

A fim de chegarmos a um conjunto de equações recursivas que estimem diretamente o valor dos pólos do modelo $AR(p)$, devemos obter, primeiramente, a Hessiana da função custo. Para tanto, reescreveremos, utilizando novamente a regra da cadeia, a Eq. 4.33:

$$\frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial \theta_q} = \frac{\partial a_k}{\partial \theta_q} \frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial a_k}, \quad (4.36)$$

ou, na forma matricial:

$$\frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial \boldsymbol{\theta}^T(n)} = \frac{\partial \mathbf{a}(n)}{\boldsymbol{\theta}^T(n)} \frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial \mathbf{a}(n)}, \quad (4.37)$$

onde $\mathbf{a}(n)$ e $\boldsymbol{\theta}(n)$ são vetores coluna de dimensão p que contêm respectivamente o conjunto de coeficientes e o conjunto de pólos do processo $\text{AR}(p)$, estimados em n .

A Hessiana da função custo pode então ser obtida através da derivada da Eq. 4.36 em relação à θ_i :

$$H_{\theta_q \theta_i}(\varepsilon(n)) = \left[\frac{\partial^2 a_k}{\partial \theta_q \partial \theta_i} \frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial a_k} + \frac{\partial a_k}{\partial \theta_q} \frac{\partial^2 \varepsilon(n)}{\partial a_k \partial \theta_i} \right] \quad (4.38)$$

O valor da Hessiana só é relevante para minimização da função custo quando a estimação das variáveis de custo já estiver próxima dos seus valores mínimos. Quando essa aproximação ocorrer, o primeiro termo da soma acima fica praticamente nulo. Fazendo, portanto, $\frac{\partial^2 a_k}{\partial \theta_q \partial \theta_i} \frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial a_k} \approx 0$, podemos reescrever a Eq. 4.38 da seguinte maneira [24]:

$$H_{\theta_q \theta_i}(\varepsilon(n)) \cong \frac{\partial a_k}{\partial \theta_q} \frac{\partial^2 \varepsilon(n)}{\partial a_k \partial \theta_i} \quad (4.39)$$

Desenvolvendo a expressão acima, chegamos ao seguinte resultado:

$$H_{\theta_q \theta_i}(\varepsilon(n)) = \frac{\partial a_k}{\partial \theta_q} \frac{\partial}{\partial \theta_i} \left(\sum_{l=1}^p a_l \tilde{r}(l-k, n) - \tilde{r}(-k, n) \right) \quad (4.40a)$$

$$= \frac{\partial a_k}{\partial \theta_q} \sum_{l=1}^p \tilde{r}(l-k, n) \frac{\partial a_l}{\partial \theta_i} \quad (4.40b)$$

ou, na forma matricial:

$$\mathbf{H}_\theta(\varepsilon(n)) = \frac{\partial \mathbf{a}(n)}{\partial \boldsymbol{\theta}^T(n)} \left[\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{y}(i-1) \mathbf{y}^T(i-1) \right] \frac{\partial \mathbf{a}^T(n)}{\partial \boldsymbol{\theta}(n)} \quad (4.41a)$$

$$= \boldsymbol{\Phi}(n) \left[\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{y}(i-1) \mathbf{y}^T(i-1) \right] \boldsymbol{\Phi}^T(n) \quad (4.41b)$$

onde $\mathbf{H}_\theta(\varepsilon(n))$ é uma matriz $p \times p$, $\mathbf{y}(i-1)$ é um vetor coluna de dimensão p , definido pela Eq. 4.28 e $\boldsymbol{\Phi}(n)$ é uma matriz $p \times p$ definida por:

$$\boldsymbol{\Phi}(n) = \frac{\partial \mathbf{a}(n)}{\partial \boldsymbol{\theta}^T(n)} \quad (4.42)$$

Definindo $\boldsymbol{\Psi}(i)$ como o vetor coluna de dimensão p , dado por:

$$\boldsymbol{\Psi}(i) = \frac{\partial e(i)}{\partial \boldsymbol{\theta}^T(n)} = \frac{\partial \mathbf{a}(n)}{\partial \boldsymbol{\theta}^T(n)} \frac{\partial e(i)}{\partial \mathbf{a}(n)} \quad (4.43a)$$

$$= -\boldsymbol{\Phi}(n) \mathbf{y}(i-1) \quad (4.43b)$$

podemos escrever a Hessiana da função custo como:

$$\mathbf{H}_\theta(\varepsilon(n)) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \boldsymbol{\Psi}(i) \boldsymbol{\Psi}^T(i) \quad (4.44)$$

Para estimação direta dos pólos, utilizaremos a equação generalizada para busca recursiva [24]:

$$\boldsymbol{\theta}(n+1) = \boldsymbol{\theta}(n) - [\mathbf{P}(n)] \frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial \boldsymbol{\theta}^T(n)}, \quad (4.45)$$

onde n denota a n -ésima iteração e $\mathbf{P}(n)$ uma matriz quadrada que modifica a direção da busca.

O termo $\frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial \boldsymbol{\theta}^T(n)}$ pode ser escrito da seguinte forma:

$$\frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial \boldsymbol{\theta}^T(n)} = \frac{\partial \mathbf{a}(n)}{\partial \boldsymbol{\theta}^T(n)} \frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial \mathbf{a}(n)} \quad (4.46a)$$

$$= \boldsymbol{\varphi}(n) \left[\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{y}(i-1) e(i) \right] \quad (4.46b)$$

$$= \boldsymbol{\varphi}(n) \left[\lambda(n) \frac{\partial \varepsilon(n-1)}{\partial \mathbf{a}(n-1)} + \mathbf{y}(n-1) e(n) \right] \quad (4.46c)$$

Assumindo que a iteração em $n-1$ minimiza a função custo em $n-1$, isto é, fazendo

$$\frac{\partial \varepsilon(n-1)}{\partial \mathbf{a}(n-1)} \cong 0, \text{ podemos reescrever a Eq. 4.46 como [24]:}$$

$$\frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial \boldsymbol{\theta}^T(n)} = \boldsymbol{\varphi}(n) \mathbf{y}(n-1) e(n) \quad (4.47)$$

Utilizando o resultado da Eq. 4.47 e assumindo $\mathbf{P} = [\mathbf{H}_\theta(\varepsilon(n))]^{-1}$, a Eq. 4.45 passa a ser escrita da seguinte forma:

$$\boldsymbol{\theta}(n+1) = \boldsymbol{\theta}(n) - [\mathbf{H}_\theta(\varepsilon(n))]^{-1} \boldsymbol{\varphi}(n) \mathbf{u}(n-1) e(n), \quad (4.48)$$

ou:

$$\boldsymbol{\theta}(n+1) = \boldsymbol{\theta}(n) - [\mathbf{H}_\theta(\varepsilon(n))]^{-1} \boldsymbol{\psi}(n) e(n), \quad (4.49)$$

Sendo que a Hessiana da função custo também pode ser obtida de forma recursiva, através da seguinte equação:

$$\mathbf{H}_\theta(\varepsilon(n)) = \lambda(n) \mathbf{H}_\theta(\varepsilon(n-1)) - \boldsymbol{\psi}(n) \boldsymbol{\psi}^T(n), \quad (4.50)$$

Segundo Ljung [24], para tornar mais eficientes os cálculos da Equação 4.49, em que a inversão matricial de $\mathbf{H}_0(\varepsilon(n))$ se faz necessária, podemos aplicar o lema de inversão de matrizes:

$$[\mathbf{A} + \mathbf{BCD}]^{-1} = \mathbf{A}^{-1} - \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}[\mathbf{DA}^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{C}^{-1}]^{-1}\mathbf{DA}^{-1}, \quad (4.51)$$

Fazendo $\mathbf{A} = \lambda(n)\mathbf{H}_0(\varepsilon(n-1))$, $\mathbf{B} = \mathbf{D}^T = \boldsymbol{\psi}(n)$, $\mathbf{C} = 1$, chegamos às seguintes equações:

$$\mathbf{L}(n) = [\mathbf{H}_0(\varepsilon(n))]^{-1}\boldsymbol{\psi}(n) \quad (4.52a)$$

$$= \frac{[\mathbf{H}_0(\varepsilon(n-1))]^{-1}\boldsymbol{\psi}(n)}{\lambda(n) + \boldsymbol{\psi}^T(n)[\mathbf{H}_0(\varepsilon(n-1))]^{-1}\boldsymbol{\psi}(n)} \quad (4.52b)$$

e:

$$[\mathbf{H}_0(\varepsilon(n))]^{-1} = \frac{[\mathbf{H}_0(\varepsilon(n-1))]^{-1} - \mathbf{L}(n)\boldsymbol{\psi}^T(n)[\mathbf{H}_0(\varepsilon(n-1))]^{-1}}{\lambda(n)} \quad (4.53)$$

Para utilizarmos as equações recursivas descritas acima, precisamos conhecer $\frac{\partial a_k}{\partial \theta_q}$.

A fim de manipularmos algebricamente esse termo, escrevê-lo-emos em coordenadas polares:

$$\theta_q = \rho_q e^{\pm j\omega_q} \quad (4.54)$$

onde θ_q é o q -ésimo par de pólos complexos conjugados do modelo, ρ_q representa seu módulo e ω_q sua fase. Como visamos à aplicação do método na detecção de tons DTMF, que consistem em somas de senóides, não consideramos os pólos reais nesse modelo. É proposital a adoção das coordenadas polares, pois, dessa forma, os parâmetros têm uma interpretação física diretamente relacionada às frequências que compõem o tom DTMF. Podemos representar os pólos do modelo através do seguinte vetor:

$$\boldsymbol{\theta}(n) = [\boldsymbol{\rho}^T(n) \quad \boldsymbol{\omega}^T(n)] \quad (4.55a)$$

$$\mathbf{\rho}(n) = [\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_m]^T; m = p/2 \quad (4.55b)$$

$$\mathbf{\omega}(n) = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_m]^T; m = p/2 \quad (4.55c)$$

A utilização das coordenadas polares permite reescrever $\frac{\partial \mathbf{a}(n)}{\partial \boldsymbol{\theta}^T(n)}$ como a matriz particionada:

$$\frac{\partial \mathbf{a}(n)}{\partial \boldsymbol{\theta}^T(n)} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathbf{a}(n)}{\partial \mathbf{\rho}^T(n)} & \frac{\partial \mathbf{a}(n)}{\partial \mathbf{\omega}^T(n)} \end{bmatrix} \quad (4.56)$$

Nehorai e Starer [1], a partir da fatoração do polinômio característico do modelo AR e da derivada desse polinômio em relação à ρ e ω , desenvolveram expressões recursivas para os elementos das matrizes da Equação 4.56. A dedução dessas expressões é apresentada no Apêndice A.

$$\frac{\partial a_j}{\partial \rho_i} = 2\rho_i \cos(\omega_i) \frac{\partial a_{j-1}}{\partial \rho_i} - \rho_i^2 \frac{\partial a_{j-2}}{\partial \rho_i} - 2\cos(\omega_i)a_{j-1} + 2\rho_i a_{j-2} \quad (4.57a)$$

$$\frac{\partial a_0}{\partial \rho_i} = 0 \text{ e } \frac{\partial a_1}{\partial \rho_i} = -2\cos(\omega_i) \quad (4.57b)$$

$$\frac{\partial a_j}{\partial \omega_i} = 2\rho_i \cos(\omega_i) \frac{\partial a_{j-1}}{\partial \omega_i} - \rho_i^2 \frac{\partial a_{j-2}}{\partial \omega_i} + 2\rho_i \sin(\omega_i)a_{j-1} \quad (4.58a)$$

$$\frac{\partial a_0}{\partial \omega_i} = 0 \text{ e } \frac{\partial a_1}{\partial \omega_i} = 2\rho_i \sin(\omega_i) \quad (4.58b)$$

É importante observar que, nas equações acima, bem como na Eq. 4.27, é necessário conhecer o vetor de coeficientes polinomiais \mathbf{a} . Apesar dessa necessidade, o algoritmo proposto por Nehorai e Starer [1] apresenta a vantagem de poder obtê-lo recursivamente a partir dos pólos:

$$a_j(n) = a_j(n-1) - 2\rho_n a_{j-1}(n-1)\cos(\omega_n) + \rho_n^2 a_{j-2}(n-1) \quad (4.59)$$

para $1 \leq j \leq 2n$ e $1 \leq n \leq p/2$, sendo $a_0(0) = 1$ e $a_j(n) = 0$ para valores de j e n fora do intervalo especificado. É importante observar que essa recursão já considera a simetria dos coeficientes obtidos a partir de pares de pólos complexos conjugados.

O algoritmo APE proposto por Nehorai e Starer [1] tem, então, a seguinte seqüência:

$$e(n) = u(n) - \hat{\mathbf{a}}^T(n)\mathbf{u}(n-1) \quad (4.60a)$$

$$\mathbf{L}(n) = \frac{[\mathbf{H}_\theta(\varepsilon(n-1))]^{-1}\boldsymbol{\Psi}(n)}{\lambda(n) + \boldsymbol{\Psi}^T(n)[\mathbf{H}_\theta(\varepsilon(n-1))]^{-1}\boldsymbol{\Psi}(n)} \quad (4.60b)$$

$$[\mathbf{H}_\theta(\varepsilon(n))]^{-1} = \frac{[\mathbf{H}_\theta(\varepsilon(n-1))]^{-1} - \mathbf{L}(n)\boldsymbol{\Psi}^T(n)[\mathbf{H}_\theta(\varepsilon(n-1))]^{-1}}{\lambda(n)} \quad (4.60c)$$

$$\boldsymbol{\theta}(n+1) = \boldsymbol{\theta}(n) - \mathbf{L}(n)e(n) \quad (4.60d)$$

- Obtenção de $\hat{\mathbf{a}}(n+1)$ através da Eq. 4.59
- Obtenção de $\frac{\partial \hat{\mathbf{a}}(n+1)}{\partial \boldsymbol{\theta}(n+1)}$ através das Eq. 4.57 e 4.58

$$\mathbf{y}(n) = [-y(n), -y(n-1), \dots, -y(n-p+1)]^T \quad (4.60e)$$

$$\boldsymbol{\Psi}(n+1) = \left[\frac{\partial \hat{\mathbf{a}}(n+1)}{\partial \boldsymbol{\theta}(n+1)} \right] \mathbf{y}(n) \quad (4.60f)$$

$$\lambda(n+1) = \lambda(\infty) - (\lambda(\infty) - \lambda(n))\lambda(0) \quad (4.60g)$$

Recomenda-se iniciar o algoritmo da seguinte forma: $[\mathbf{H}_\theta(\varepsilon(n))]^{-1} = c\mathbf{I}$, onde c é uma constante qualquer, $\mathbf{y}(0) = \boldsymbol{\psi}(1) = 0$, $\lambda(0) = 0,99$, $\lambda(1) = 0,95$, $\lambda(\infty) = 1$.

A carga computacional requerida pelo algoritmo é calculada em FLOPS (*Floating point Operations Per Second*). Há três etapas no algoritmo que exigem uma carga computacional adicional às operações de minimização do erro quadrático: o cálculo dos coeficientes a partir dos pólos, que requer n^2 FLOPS; o cálculo de $\frac{\partial \hat{\mathbf{a}}(n+1)}{\partial \boldsymbol{\theta}(n+1)}$, que requer $5n^2$ FLOPS e a obtenção de $\boldsymbol{\psi}(n+1)$, que requer n^2 FLOPS. Há então uma carga computacional de $7n^2$ FLOPS, além da requerida para a minimização do erro. O método convencional de obtenção de parâmetros, onde o polinômio característico é atualizado e fatorado a cada iteração, é mais exigente em termos computacionais, pois a fatoração é uma operação não linear e requer uma solução iterativa. Ao contrário do algoritmo proposto por Nehorai e Starer, o método convencional não possui um número de operações fixo [1]. Foi apresentada em [1] uma comparação numérica da complexidade computacional entre o algoritmo ali proposto e o método convencional.

Em [1], são deduzidas também as condições de convergência do algoritmo. É demonstrado que a única condição que o algoritmo deve obedecer para garantir a convergência é que o vetor $\boldsymbol{\theta}(n) = [\mathbf{p}^T(n) \ \boldsymbol{\omega}^T(n)]$ não apresente nem múltiplos pólos e nem pólos nulos.

As condições de convergência do algoritmo (pólos distintos e não nulos) consistem em mais uma vantagem para o desenvolvimento de um detector de tons DTMF, já que o par de senóides que compõem o tom pode ser descrito, no domínio da frequência, por um par distinto de pólos conjugados complexos. Além disso, as características computacionais do algoritmo demonstram que ele é apto a realizar estimações em tempo real. Baseado nisso, desenvolvemos um detector de tons DTMF utilizando o algoritmo APE e o submetemos a testes de detecção, imunidade a ruído e o comparamos com os métodos tradicionais. A metodologia utilizada e os resultados dos testes são apresentados nos Capítulos 5 e 6.

5. METODOLOGIA

Nos Capítulos 1 e 2, vimos os principais conceitos acerca dos tons DTMF e as normas que regulam a geração e a detecção desses tons. Mostramos, no Capítulo 3, os métodos mais utilizados para geração (osciladores senoidais) e detecção (algoritmo de Goertzel), além de alguns algoritmos alternativos. No Capítulo 4, apresentamos os principais conceitos da modelagem AR e como esse recurso pode ser útil na análise espectral e detecção de frequências. Por fim, nesse mesmo capítulo, apresentamos o algoritmo APE proposto por Nehorai e Starer [1], a partir do qual desenvolvemos um detector de tons DTMF.

O detector consiste na rotina representada pela sequência de Eq. 4.60a a 4.60g, seguida de dois testes: o primeiro para verificar se foi detectado um par de frequências que corresponda a um tom DTMF e o segundo para validar o tom detectado, verificando se os módulos dos pólos detectados são suficientemente próximos de 1. Esses testes devem ser suficientes para nos certificarmos de que o tom detectado obedece aos requisitos estabelecidos pelas normas e de que o tom detectado não foi erroneamente identificado em um sinal de fala. É importante observar que, enquanto os métodos convencionais de detecção demandam uma série de testes de validação, a detecção baseada no algoritmo APE necessita testar, apenas, erros de amplitude e de frequência, verificando se estes estão dentro da faixa estabelecida na configuração do detector. A Fig. 5.1 ilustra o processo de detecção sobre o Plano z (círculo unitário), tomando como exemplo a tecla “A”.

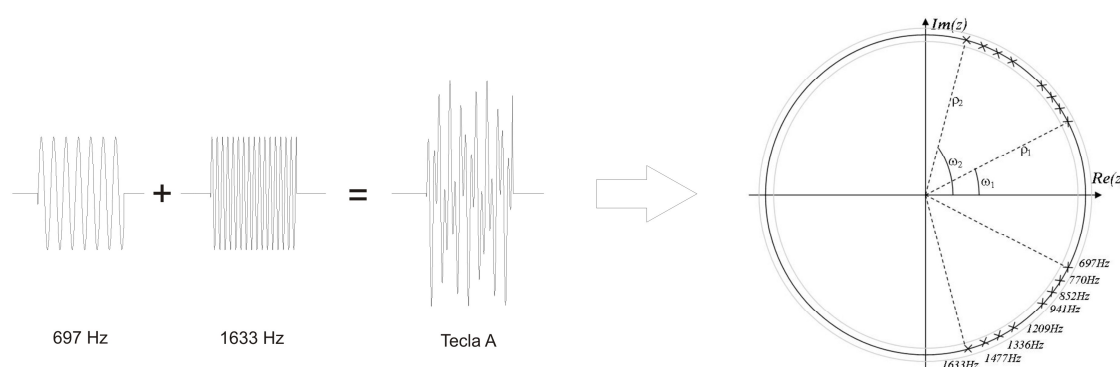


Figura 5.1 – Detecção da Tecla A no Plano z . A zona demarcada em cinza ao redor da circunferência denota a tolerância a valores de ρ menores ou maiores que 1

O detector desenvolvido foi simulado em um software comercial e, para atestarmos seu bom funcionamento, submetemo-lo ao roteiro de testes da MITEL descrito no “*datasheet*” MITEL CM7291 [26] e comparamos os resultados obtidos aos resultados de [8], que submeteram a esse roteiro de testes um detector baseado no Algoritmo de Goertzel implementado em DSP.

O detector proposto, baseado no algoritmo APE, também foi comparado com o detector baseado no algoritmo de Goertzel implementado por Trajkovic [25]. Esse autor propôs um método para avaliar o desempenho de um detector na presença de interferências de sinais de fala e ruído. Submetemos o nosso detector ao mesmo teste e comparamos os resultados. Os códigos dos algoritmos utilizados nos testes encontram-se nos anexos desta dissertação.

A seguir, descreveremos as etapas do teste MITEL CM7291 ao qual o detector foi submetido e também o método utilizado por Trajkovic [25], que repetimos para o detector proposto.

5.1 Teste MITEL CM7291

Com o objetivo de caracterizarmos o desempenho do algoritmo proposto e verificar se ele atende às recomendações da ITU-T, executamos os testes da MITEL, descritos no “*datasheet*” da fita de testes de receptores DTMF CM7291 [26]. O detector foi testado com um sinal de áudio em formato “*wave*” contido em CD gentilmente cedido pela Zarlink Semiconductors. Como constatamos, durante os testes, que esse sinal de áudio está contaminado por ruído, além de testarmos o detector com esse sinal, construímos também um vetor de dados idêntico ao sinal de áudio, porém livre de ruído e testamos o desempenho do detector utilizando esse vetor.

Foram testadas quatro configurações para detecção de tons, com modelos AR de ordem 4, 6, 8 e 10. Para cada uma dessas configurações foi feito um ajuste específico nos limiares de detecção. Além do número de pólos do modelo AR, os parâmetros variáveis do receptor são: o tamanho do frame (este parâmetro foi fixado em 200 amostras, visando atender aos intervalos de tempo, especificados pelas normas, para uma frequência de amostragem de 8 kSPS), a tolerância a desvio do módulo para valores menores e maiores que 1 e a tolerância a desvio de frequência. A configuração de parâmetros adotada para

cada modelo foi escolhida empiricamente, baseando-se em testes de detecção de tons DTMF em sinais livres de ruído e também em sinais contaminados com ruído, onde foram verificados os limiares que apresentavam melhor desempenho para cada um dos quatro modelos AR utilizados. Para um *frame* de 200 amostras, as configurações adotadas para cada um dos modelos AR são apresentadas na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Configuração do detector para um *frame* de 200 amostras

Ordem	Erro máximo do módulo para valores menores que 1	Erro máximo do módulo para valores maiores que 1	Erro máximo de frequência
4	6,5%	0,5%	3,4%
6	2,0%	0,05%	2,0%
8	1,8%	1,0%	3,4%
10	1,5%	1,0%	3,4%

A seguir, descrevermos cada etapa do arquivo de testes CM7291:

Teste 1 – Calibração do Receptor

O primeiro teste consiste na calibração do receptor através de um sinal senoidal de 1kHz. Caso a velocidade de reprodução do equipamento não esteja correta, a diferença entre a frequência detectada e a frequência gerada (1kHz) deve prover um fator de correção para o cálculo da frequência central do Teste 3.

Teste 2 – Detecção de Tons

Nesse teste, todos os pares de tons associados com as 16 teclas são gerados em intervalos de 50 ms utilizando 1Vrms por frequência. Cada par de tons é gerado 10 vezes consecutivas, sendo que o receptor deve responder aos 160 pares de tons.

Teste 3 – Desvio de Frequência

Esse teste utiliza os pares de tons das teclas 1, 5, 9 e D. Cada um desses tons passa por quatro testes. Os testes consistem na repetição do tom 40 vezes, com duração de 50 ms

e amplitude de $0,2V_{rms}$ e, ao longo dessa repetição, as frequências do tom sofrem desvios de 0,1% a 0,4%, para mais ou para menos.

Com esse teste, é possível calcular a banda de reconhecimento para cada frequência, dada por $(N^+ + N^-)/10$ [26], onde N^+ e N^- são os números de detecções esperadas em cada seção. N^+ está relacionado à variação de frequência de 0,1% a 4%; N^- refere-se à variação de frequência de -0,1% a -4%. Pode-se calcular também o desvio da frequência central de reconhecimento através da expressão $(N^+ + N^-)/20$ [26]. Pode ser necessário corrigir o valor encontrado nesse teste através do fator de correção obtido no Teste 1.

Teste 4 – *Twist e Twist reverso*

Nesse teste, verifica-se o desempenho do detector quando há “twist” ou “twist reverso”. Nessa etapa, os pares de tons das teclas 1, 5, 9 e D continuam sendo utilizados. Uma série de 200 tons é testada, sendo que cada tom possui duração de 50 ms e amplitude inicial de $1V_{rms}$. Na primeira seção, a amplitude do tom de menor frequência (L) é gradativamente atenuada até que uma razão de -20dB seja alcançada em relação à amplitude inicial. A segunda seção repete o procedimento para o tom de maior frequência (H).

Teste 5 – Desvio de Amplitude

Esse teste utiliza o par de tons correspondente à tecla “1”. Trinta e cinco tons são transmitidos. A amplitude inicial destes tons é $1V_{rms}$. Gradualmente, a amplitude é reduzida até atingir -35dB, ou seja, cada tom reproduzido é atenuado de 1dB em relação ao anterior. Com esse teste, pode se definir a faixa dinâmica do detector. Essa grandeza é dada em dB, sendo numericamente igual à quantidade de respostas do detector.

Teste 6 – Tempo de Guarda

Para medir o tempo de guarda, utilizando os tons correspondentes à tecla “1”, quatrocentos pulsos são transmitidos com uma amplitude de $1V_{rms}$ por frequência. A duração inicial dos pulsos é de 49 ms, sendo gradualmente reduzida a 10ms. O tempo de guarda em ms equivale à expressão $(500 - “n^{\circ}$ de respostas”)/10.

Teste 7 – Relação Sinal/Ruído

Esse teste transmite os tons correspondentes à tecla “1” superpostos a ruído. Ele foi realizado em três seções, sendo que cada uma refere-se a um determinado valor de relação sinal-ruído: 24dB, 18dB e 12dB. Em cada seção, são transmitidos mil pulsos contaminados com ruído. A SNR (*Signal Noise Ratio*) aceitável é aquela para qual o detector responde aos 1000 pulsos.

Teste *Talk Off*

Uma gravação com duração de 30 minutos contendo diálogos é aplicada ao receptor que não deve detectar mais do que 30 dígitos falsos.

5.2 Avaliação de desempenho da robustez ao ruído

O método utilizado por Trajkovic [25] será empregado para comparar o desempenho do detector proposto quando ele é submetido a sinais contaminados com ruído.

A técnica consiste em submeter o detector a uma sequência de dez mil pulsos do dígito “1” para um determinado valor de SNR. Através desse teste é definida a “Probabilidade de Detecção” através da razão entre os tons detectados corretamente e o número total de tons. Quando esta probabilidade for superior a 90%, o detector é considerado aprovado no teste. Aplicamos esse teste para valores de SNR variando na faixa de 0 a 45 dB.

6. TESTES E RESULTADOS

6.1 Teste MITEL CM7291 reconstruído

Para verificar o desempenho do detector submetido aos testes MITEL CM7291, sem a necessidade de lidar com o ruído intrínseco desse sinal, construímos um arquivo similar ao “*wave*” utilizado no primeiro teste, contendo sinais com as mesmas durações e desvios de frequência ou amplitude especificados e seguindo a mesma sequência do roteiro de testes da MITEL descrito no *datasheet* do arquivo CM7291 [26], porém sem a presença de ruído.

Foram testados os quatro modelos de receptor com as mesmas configurações apresentadas na etapa anterior.

Teste 1 – Calibração do Receptor

Conforme descrito no capítulo anterior, esse teste visa, através de tom de calibração de 1kHz, identificar se a velocidade do reproduzidor está correta. Como o teste utiliza um vetor de dados cujas senóides foram geradas no próprio software de simulação, esse teste não foi necessário.

Teste 2 – Detecção de Tons

O sinal construído para esse teste consiste em uma soma de senóides (cada uma com uma frequência associada a um dos tons DTMF) com amplitude de 1,4142 ($1 V_{rms}$) e duração de 50 ms (quatrocentas amostras). Essas amostras são precedidas por oitocentas amostras nulas, constituindo assim um sinal de mil e duzentas amostras (150 ms). Esse conjunto de amostras contém um tom que é replicado 10 vezes para cada tecla. Testando o arquivo de áudio para os diferentes modelos do receptor, obtivemos os resultados apresentados na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 - MITEL CM7291 Reconstruído- Teste 2

Tecla	Detecções Esperadas	Detecções Obtidas ORDEM 4	Detecções Obtidas ORDEM 6	Detecções Obtidas ORDEM 8	Detecções Obtidas ORDEM 10
1	10	10	10	10	10
2	10	10	10	10	10
3	10	10	10	10	10
4	10	10	10	10	10
5	10	10	10	10	10
6	10	10	10	10	10
7	10	10	10	10	10
8	10	10	10	10	10
9	10	10	10	10	10
0	10	10	10	10	10
#	10	10	10	10	10
*	10	10	10	10	10
A	10	10	10	10	10
B	10	10	10	10	10
C	10	10	10	10	10
D	10	10	10	10	10

Teste 3 – Desvio de Frequência

O sinal construído para esse teste consiste na mesma sequência de mil e duzentas amostras, agora replicadas 40 vezes. Em cada caso, a sequência tem a frequência de um dos tons desviada 0,1% em relação a sequência anterior. Os resultados desse teste são apresentados na Tabela 6.2.

Tabela 6.2 - MITEL CM7291 Reconstruído - Teste 3

Tecla	Descrição	Número Máximo de Detecções	Detecções Obtidas ORDEM 4	Detecções Obtidas ORDEM 6	Detecções Obtidas ORDEM 8	Detecções Obtidas ORDEM 10
Teste 3a - Tecla 1	697Hz variando de 0,1% a 4%	34	33	19	33	33
Teste 3b - Tecla 1	697Hz variando de -0,1% a -4%	34	34	20	34	34
Teste 3c - Tecla 1	1209Hz variando de 0,1% a 4%	34	34	20	34	34
Teste 3d - Tecla 1	1209Hz variando de -0,1% a -4%	34	33	19	33	34
Teste 3e - Tecla 5	770Hz variando de 0,1% a 4%	34	34	20	34	34
Teste 3f - Tecla 5	770Hz variando de -0,1% a -4%	34	33	19	33	33
Teste 3g - Tecla 5	1336Hz variando de 0,1% a 4%	34	34	20	34	34
Teste 3h - Tecla 5	1336Hz variando de -0,1% a -4%	34	33	19	33	33
Teste 3i - Tecla 9	852Hz variando de 0,1% a 4%	34	33	19	33	33
Teste 3j - Tecla 9	852Hz variando de -0,1% a -4%	34	34	20	34	34
Teste 3k - Tecla 9	1477Hz variando de 0,1% a 4%	34	33	19	34	34
Teste 3l - Tecla 9	1477Hz variando de -0,1% a -4%	34	34	20	34	34
Teste 3m - Tecla D	941Hz variando de 0,1% a 4%	34	34	20	34	34
Teste 3n - Tecla D	941Hz variando de -0,1% a -4%	34	33	19	33	33
Teste 3o - Tecla D	1633Hz variando de 0,1% a 4%	34	33	19	33	33
Teste 3p - Tecla D	1633Hz variando de -0,1% a -4%	34	34	20	34	33

É necessário enfatizar que a discrepância observada no modelo AR de ordem 6 se deve ao fato de a tolerância a desvio de frequência para esse modelo ter sido configurada para 2%, enquanto para os outros modelos esse limiar foi configurado para 3,4%.

Para esse teste, calculamos também a banda de reconhecimento para cada frequência e a frequência central de reconhecimento. Os resultados são mostrados na Tabela 6.3.

Tabela 6.3 - MITEL CM7291 Reconstruído - Teste 3 – Banda de Reconhecimento e Desvio de Frequência Central

Frequência	Banda de reconhecimento ORDEM 4	Desvio da Freq. central ORDEM 4	Banda de reconhecimento ORDEM 6	Desvio da Freq. central ORDEM 6	Banda de reconhecimento ORDEM 8	Desvio da Freq. central ORDEM 8	Banda de reconhecimento ORDEM 10	Desvio da Freq. central ORDEM 10
697	6,7%	-0,05%	3,9%	-0,05%	6,7%	-0,05%	6,7%	-0,05%
1209	6,7%	0,05%	3,9%	0,05%	6,7%	0,05%	6,8%	0,00%
770	6,7%	0,05%	3,9%	0,05%	6,7%	0,05%	6,7%	0,05%
1336	6,7%	0,05%	3,9%	0,05%	6,7%	0,05%	6,7%	0,05%
852	6,7%	-0,05%	3,9%	-0,05%	6,7%	-0,05%	6,7%	-0,05%
1477	6,7%	-0,05%	3,9%	-0,05%	6,8%	-0,00%	6,8%	-0,00%
941	6,7%	0,05%	3,9%	0,05%	6,7%	0,05%	6,7%	0,05%
1633	6,7%	-0,05%	3,9%	-0,05%	6,7%	-0,05%	6,6%	-0,00%

Teste 4 – *Twist* e *Twist* reverso

O sinal construído para esse teste consiste na sequência de mil e duzentas amostras, agora replicadas duzentas vezes. Em cada réplica, a sequência tem a amplitude de um dos tons atenuada de 0,1dB em relação à réplica anterior. Os resultados dessa etapa de testes são apresentados na Tabela 6.4.

Tabela 6.4 - MITEL CM7291 Reconstruído - Teste 4

Etapa	Descrição	Detecções Esperadas	Detecções Obtidas ORDEM 4	Detecções Obtidas ORDEM 6	Detecções Obtidas ORDEM 8	Detecções Obtidas ORDEM 10
Teste 4a	Tecla 1 L/H variando de 0 a -20dB	≥ 40	200	200	200	200
Teste 4b	Tecla 1 L/H variando de 0 a 20dB	≥ 80	200	200	200	200
Teste 4c	Tecla 5 L/H variando de 0 a -20dB	≥ 40	200	200	200	200
Teste 4d	Tecla 5 L/H variando de 0 a 20dB	≥ 80	200	200	200	200
Teste 4e	Tecla 9 L/H variando de 0 a -20dB	≥ 40	200	200	200	200
Teste 4f	Tecla 9 L/H variando de 0 a 20dB	≥ 80	200	200	200	200
Teste 4g	Tecla D L/H variando de 0 a -20dB	≥ 40	200	200	200	200
Teste 4h	Tecla D L/H variando de 0 a 20dB	≥ 80	200	200	200	200

Teste 5 – Desvio de Amplitude

O sinal construído para esse teste consiste na sequência de mil e duzentas amostras replicadas trinta e cinco vezes. Em cada réplica, a sequência tem a amplitude dos dois tons atenuada 1 dB em relação à réplica anterior. A Tabela 6.5 traz os resultados desse teste.

Tabela 6.5 - MITEL CM7291 Reconstruído - Teste 5

Descrição	Detecções Esperadas	Detecções Obtidas ORDEM 4	Detecções Obtidas ORDEM 6	Detecções Obtidas ORDEM 8	Detecções Obtidas ORDEM 10
Tecla 1 com amplitude variando de -1 a -35 dBV	≥ 25	35	35	35	35

Teste 6 – Tempo de Guarda

O sinal construído para esse teste consiste na sequência de mil e duzentas amostras replicadas quatrocentas vezes. Em cada réplica, a sequência tem sua duração reduzida em relação à sequência anterior. Testando o arquivo de áudio para modelos de diferentes ordens do receptor, obtivemos os resultados apresentados na Tabela 6.6.

Tabela 6.6 - MITEL CM7291 Reconstruído - Teste 6

Detecções Esperadas	Detecções Obtidas ORDEM 4	Tempo de Guarda ORDEM 4	Detecções Obtidas ORDEM 6	Tempo de Guarda ORDEM 6	Detecções Obtidas ORDEM 8	Tempo de Guarda ORDEM 8	Detecções Obtidas ORDEM 10	Tempo de Guarda ORDEM 10
100 a 270	249	25,1ms	247	25,3ms	247	25,3ms	250	25ms

Teste 7 – Relação Sinal/Ruído

O sinal construído para esse teste é composto de sequências de mil e duzentas amostras, repetidas 1000 vezes em três seções. Em cada seção foi adicionado ruído branco (“AWG noise”) com magnitudes distintas em relação aos tons (SNR de 24, 18 e 12dB) . Os resultados desse teste são apresentados na Tabela 6.7.

Tabela 6.7 - MITEL CM7291 Reconstruído- Teste 7

Seção	Descrição	Detecções Esperadas	Nº de Detecções Obtidas ORDEM 4	Nº de Detecções Obtidas ORDEM 6	Nº de Detecções Obtidas ORDEM 8	Nº de Detecções Obtidas ORDEM 10
Teste 7a	SNR 24dB	1000	0	991	995	985
Teste 7b	SNR 18dB	1000	0	619	953	964
Teste 7c	SNR 12dB	1000	0	1	863	896

É possível comprovar, através desse teste, como a ordem do detector interfere diretamente no seu desempenho. Este aspecto será novamente abordado quando o detector proposto for comparado com um método baseado no algoritmo de Goertzel.

6.1.1 Análise dos arquivos de teste MITEL CM7291 reconstruídos

Quando submetemos o detector proposto aos testes com o vetor de dados idêntico ao arquivo de áudio MITEL CM7291, porém, livre de ruído (com exceção do Teste 7), percebe-se que ele atende aos requisitos dos testes e também da Recomendação ITU-T Q.24 [4].

6.2 Teste MITEL CM7291

Para cada uma das configurações descritas na Tabela 5.1, realizamos os testes abaixo:

Teste 1 – Calibração do Receptor

Similarmente a seção 6.1, como o sinal “*wave*” foi amostrado para análise através do próprio software de simulação, esse teste não foi necessário.

Teste 2 – Detecção de Tons

Submetendo o arquivo de áudio aos diferentes modelos (quarta, sexta, oitava e décima ordem) do receptor, obtivemos os resultados contidos na Tabela 6.8.

Tabela 6.8 - Teste 2 – Detecção de Tons

Tecla	Detecções Esperadas	Detecções Obtidas ORDEM 4	Detecções Obtidas ORDEM 6	Detecções Obtidas ORDEM 8	Detecções Obtidas ORDEM 10
1	10	0	6	10	10
2	10	0	8	10	10
3	10	0	6	10	11
4	10	0	9	8	9
5	10	0	9	10	9
6	10	0	8	10	10
7	10	0	10	10	9
8	10	0	10	10	9
9	10	0	10	10	10
0	10	0	10	10	10
#	10	0	10	10	6
*	10	0	7	10	10
A	10	3	10	9	10
B	10	3	9	10	10
C	10	0	9	10	9
D	10	0	9	10	10

É possível observar que, no caso de ordens mais baixas (4 e 6), os resultados não foram satisfatórios. Isto não se deve a uma suposta incapacidade do detector de rastrear os valores corretos de frequência, mas sim ao fato de que o sinal utilizado no teste encontra-se contaminado por ruído. Esse assunto será explorado com mais detalhes posteriormente.

Teste 3 – Desvio de Frequência

Os resultados obtidos nesse teste são mostrados na Tabela 6.9:

Tabela 6.9 - Teste 3 – Desvio de Frequência

Tecla	Descrição	Número Máximo de Detecções	Detecções Obtidas ORDEM 4	Detecções Obtidas ORDEM 6	Detecções Obtidas ORDEM 8	Detecções Obtidas ORDEM 10
Teste 3a - Tecla 1	697Hz variando de 0,1% a 4%	34	0	15	23	31
Teste 3b - Tecla 1	697Hz variando de -0,1% a -4%	34	0	20	32	37
Teste 3c - Tecla 1	1209Hz variando de 0,1% a 4%	34	0	7	25	29
Teste 3d - Tecla 1	1209Hz variando de -0,1% a -4%	34	0	7	35	36
Teste 3e - Tecla 5	770Hz variando de 0,1% a 4%	34	0	9	24	27
Teste 3f - Tecla 5	770Hz variando de -0,1% a -4%	34	0	13	35	39
Teste 3g - Tecla 5	1336Hz variando de 0,1% a 4%	34	0	5	24	29
Teste 3h - Tecla 5	1336Hz variando de -0,1% a -4%	34	0	23	31	35
Teste 3i - Tecla 9	852Hz variando de 0,1% a 4%	34	0	10	31	33
Teste 3j - Tecla 9	852Hz variando de -0,1% a -4%	34	0	15	32	35
Teste 3k - Tecla 9	1477Hz variando de 0,1% a 4%	34	0	7	31	24
Teste 3l - Tecla 9	1477Hz variando de -0,1% a -4%	34	0	10	35	39
Teste 3m - Tecla D	941Hz variando de 0,1% a 4%	34	26	16	30	36
Teste 3n - Tecla D	941Hz variando de -0,1% a -4%	34	0	10	27	27
Teste 3o - Tecla D	1633Hz variando de 0,1% a 4%	34	1	14	31	31
Teste 3p - Tecla D	1633Hz variando de -0,1% a -4%	34	1	16	36	35

Enfatizamos novamente que a discrepância observada no modelo AR de ordem 6 se deve ao fato de a tolerância a desvio de frequência para esse modelo ter sido configurada para 2%, enquanto para os outros modelos esse limiar foi configurado para 3,4%.

A Tabela 6.10 traz os valores obtidos para a banda de reconhecimento de cada frequência e da frequência central de reconhecimento, baseados nos resultados da Tabela 6.9.

Tabela 6.10 - Teste 3 – Banda de Reconhecimento e Desvio de Frequência Central

Frequência	Banda de reconhecimento ORDEM 4	Desvio da Freq. central ORDEM 4	Banda de reconhecimento ORDEM 6	Desvio da Freq. central ORDEM 6	Banda de reconhecimento ORDEM 8	Desvio da Freq. central ORDEM 8	Banda de reconhecimento ORDEM 10	Desvio da Freq. central ORDEM 10
697 Hz	0,0%	0,00%	3,5%	-0,25%	5,5%	-0,45%	6,8%	-0,30%
1209 Hz	0,0%	0,00%	1,4%	0,00 %	6,0%	-0,50%	6,5%	-0,35%
770 Hz	0,0%	0,00%	2,2%	-0,20%	5,9%	-0,45%	6,6%	-0,60%
1336 Hz	0,0%	0,00%	2,8%	-0,90%	5,5%	-0,35%	6,4%	-0,30%
852 Hz	0,0%	0,00%	3,5%	-0,25%	6,3%	-0,05%	6,8%	-0,10%
1477 Hz	0,0%	0,00%	1,7%	-0,15%	6,6%	-0,20%	6,3%	-0,75%
941 Hz	2,6%	1,30%	2,6%	0,30%	5,7%	0,15%	6,3%	0,45%
1633 Hz	0,2%	0,00%	3,0%	-0,10%	6,7%	-0,25%	6,6%	-0,20%

Nesse teste, pode-se também observar a queda de desempenho do detector para ordens mais baixas (4 e 6) devido à presença de ruído no sinal de teste.

Teste 4 – *Twist* e *Twist* reverso

Testando o arquivo de áudio para os diferentes modelos do receptor, obtêm-se os resultados apresentados na Tabela 6.11.

Tabela 6.11 - Teste 4 – *Twist* e *Twist* Reverso

Etapa	Descrição	Detecções Esperadas	Detecções Obtidas ORDEM 4	Detecções Obtidas ORDEM 6	Detecções Obtidas ORDEM 8	Detecções Obtidas ORDEM 10
Teste 4a	Tecla 1 L/H variando de 0 a -20dB	≥ 40	1	48	169	188
Teste 4b	Tecla 1 L/H variando de 0 a 20dB	≥ 80	0	145	193	193
Teste 4c	Tecla 5 L/H variando de 0 a -20dB	≥ 40	0	71	186	183
Teste 4d	Tecla 5 L/H variando de 0 a 20dB	≥ 80	0	154	197	191
Teste 4e	Tecla 9 L/H variando de 0 a -20dB	≥ 40	0	77	172	179
Teste 4f	Tecla 9 L/H variando de 0 a 20dB	≥ 80	0	152	168	169
Teste 4g	Tecla D L/H variando de 0 a -20dB	≥ 40	0	93	170	177
Teste 4h	Tecla D L/H variando de 0 a 20dB	≥ 80	16	185	191	188

Novamente o ruído presente no sinal de teste comprometeu os resultados. Nesse caso, para ordem 4, o detector não foi capaz de validar a detecção de tom quando o “*twist*” ou o “*twist*” reverso assumem valores dentro da faixa exigida para detecção.

Teste 5 – Desvio de Amplitude

Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 6.12.

Tabela 6.12 - Teste 5 – Desvio de Amplitude

Descrição	Detecções Esperadas	Detecções Obtidas ORDEM 4	Detecções Obtidas ORDEM 6	Detecções Obtidas ORDEM 8	Detecções Obtidas ORDEM 10
Tecla 1 com amplitude variando de -1 a -35 dBV	≥ 25	0	12	19	21

Similarmente aos testes anteriores, esse teste teve seu desempenho comprometido, especialmente para os detectores de ordem 4 e 6, devido à contaminação do sinal de teste por ruído.

Teste 6 – Tempo de Guarda

Os resultados desse teste são apresentados na Tabela 6.13.

Tabela 6.13 - Teste 6 – Tempo de Guarda

Detecções Esperadas	Detecções Obtidas ORDEM 4	Tempo de Guarda ORDEM 4	Detecções Obtidas ORDEM 6	Tempo de Guarda ORDEM 6	Detecções Obtidas ORDEM 8	Tempo de Guarda ORDEM 8	Detecções Obtidas ORDEM 10	Tempo de Guarda ORDEM 10
100 a 270	0	50ms	135	36,5ms	197	30,3ms	220	28ms

Os resultados desse teste, para o detector de ordem 4, também não foram satisfatórios. Novamente, o desempenho ficou comprometido devido ao ruído presente no sinal.

Teste 7 – Relação Sinal/Ruído

Testando o arquivo de áudio para os diferentes modelos do receptor, obteve-se os resultados mostrados na Tabela 6.14.

Tabela 6.14 - Teste 7 – Relação Sinal/Ruído

Seção	Descrição	Detecções Esperadas	Nº de Detecções Obtidas ORDEM 4	Nº de Detecções Obtidas ORDEM 6	Nº de Detecções Obtidas ORDEM 8	Nº de Detecções Obtidas ORDEM 10
Teste 7a	SNR 24dB	1000	0	584	972	979
Teste 7b	SNR 18dB	1000	0	51	897	920
Teste 7c	SNR 12dB	1000	0	0	668	725

Teste *Talk Off*

Os resultados contidos na Tabela 6.15 foram obtidos para o arquivo de áudio, empregando os diferentes modelos do receptor.

Tabela 6.15 - Teste 8 – *Talk Off*

Detecções Toleradas [8]	Detecções Obtidas ORDEM 4	Detecções Obtidas ORDEM 6	Detecções Obtidas ORDEM 8	Detecções Obtidas ORDEM 10
< 30	5	1	5	20

6.2.1 Análise dos arquivos de áudio MITEL CM7291

O detector, quando operou com ordens maiores (8 e 10), obteve resultados satisfatórios nos testes. As configurações de ordens mais baixas (4 e 6), no entanto, não obtiveram um bom desempenho.

Como já tínhamos testado preliminarmente esses detectores para pequenos intervalos de tons DTMF e obtivemos bons resultados, consideramos a possibilidade de o arquivo de áudio “*wave*” estar contaminado por ruído. Decidimos então analisar um conjunto de amostras do sinal de áudio. Retiramos as amostras a serem avaliadas no trecho referente ao Teste 2 (Detecção de Tons), pois nessa etapa dos testes, os tons são

apresentados sem nenhum desvio de amplitude ou frequência. Essa amostra do sinal de áudio foi analisada a partir da promediação da FFT, no intuito de verificarmos a SNR desse sinal.

A promediação foi realizada com 5, 10, 20 e 60 janelas. Tomando como referência à relação entre o valor do sinal no primeiro pico e o valor do sinal no ponto médio entre os dois picos, foram obtidos os seguintes valores de SNR:

- SNR 5 janelas = 23.86 dB
- SNR 10 janelas = 22.76 dB
- SNR 20 janelas = 22.72 dB
- SNR 60 janelas = 22.31 dB

Podemos observar então que o arquivo de áudio original está com uma SNR intrínseca de cerca de 23 dB, sendo provavelmente esta a razão do comportamento não esperado do detector em algumas etapas do teste.

Realizamos também a medição de potência espectral através do método de Welch, que estima a potência dividindo a série de dados em vários segmentos, geralmente sobrepostos (realizando *overlapping*) e calculando a FFT de cada segmento [27]. Aplicamos esse teste para todo o trecho do arquivo de áudio referente ao Teste 2, dividindo o conjunto de amostras em segmentos de 1024 pontos e utilizando um *overlap* de 50%. O resultado obtido é apresentado, em valores absolutos e em dB, na Figura 6.1.

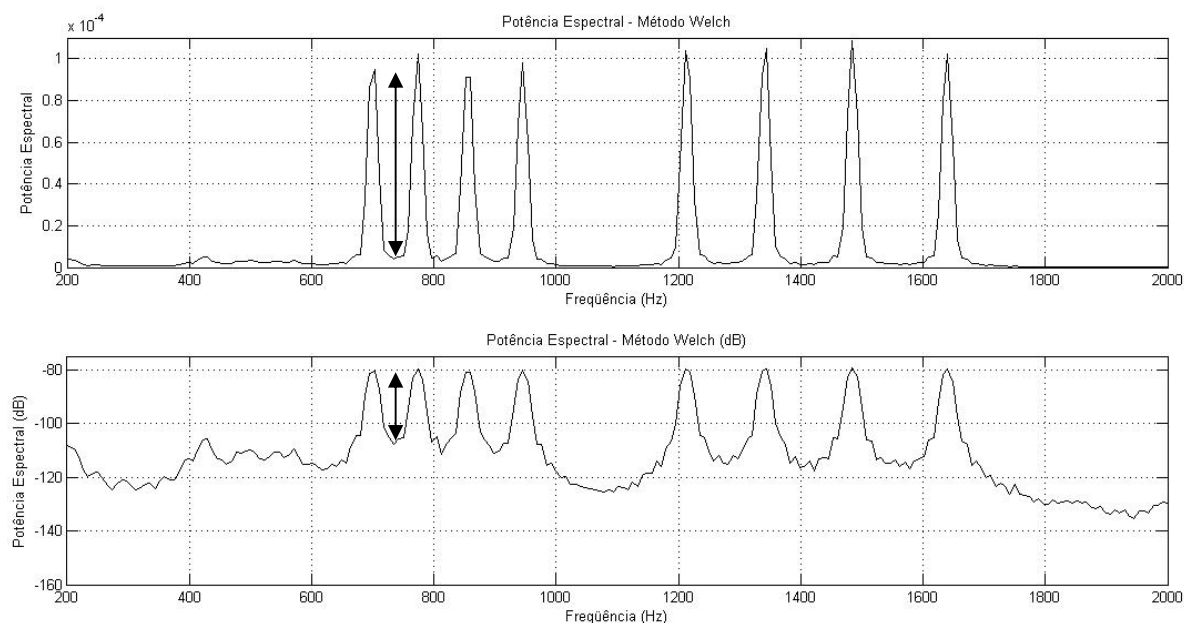


Figura 6.1 Potência Espectral - Método de Welch

Os gráficos da Figura 6.1 nos permitem calcular a SNR de forma similar a realizada com a promediação: através da diferença entre o valor do sinal no primeiro pico e o valor do sinal no ponto médio entre os dois picos, conforme representado nos gráficos. A SNR obtida através desse cálculo, utilizando o segundo gráfico da Figura 6.1, que representa a magnitude do sinal em dB, é de cerca de 25 dB, o que confirma os dados da medição através da promediação.

6.3 Comparação com detector baseado no algoritmo de Goertzel

Para compararmos o detector proposto com uma implementação tradicional, utilizamos como referência a implementação em DSP baseada no algoritmo de Goertzel da Texas Instruments [8], que também foi submetida ao roteiro de testes do arquivo MITEL CM7291. Os resultados do Teste 2 (Detecção de Tons) e do Teste 7 (Relação Sinal/Ruído) não são apresentados, porém o autor de [8] afirma que o detector foi submetido a esses testes e obteve um desempenho que atente aos requisitos dos testes [26] e da norma [4]. Os resultados obtidos em [8] são apresentados a seguir.

Teste 3 – Desvio de Frequência

Tabela 6.16 - MITEL CM7291 - Teste 3

Tecla	Descrição	Número Máximo de Detecções	Detecções Obtidas
Teste 3a - Tecla 1	697Hz variando de 0,1% a 4%	34	27
Teste 3b - Tecla 1	697Hz variando de -0,1% a -4%	34	27
Teste 3c - Tecla 1	1209Hz variando de 0,1% a 4%	34	26
Teste 3d - Tecla 1	1209Hz variando de -0,1% a -4%	34	26
Teste 3e - Tecla 5	770Hz variando de 0,1% a 4%	34	25
Teste 3f - Tecla 5	770Hz variando de -0,1% a -4%	34	25
Teste 3g - Tecla 5	1336Hz variando de 0,1% a 4%	34	23
Teste 3h - Tecla 5	1336Hz variando de -0,1% a -4%	34	23
Teste 3i - Tecla 9	852Hz variando de 0,1% a 4%	34	24
Teste 3j - Tecla 9	852Hz variando de -0,1% a -4%	34	24
Teste 3k - Tecla 9	1477Hz variando de 0,1% a 4%	34	21
Teste 3l - Tecla 9	1477Hz variando de -0,1% a -4%	34	21
Teste 3m - Tecla D	941Hz variando de 0,1% a 4%	34	21
Teste 3n - Tecla D	941Hz variando de -0,1% a -4%	34	21
Teste 3o - Tecla D	1633Hz variando de 0,1% a 4%	34	19
Teste 3p - Tecla D	1633Hz variando de -0,1% a -4%	34	19

Teste 4 – *Twist e Twist reverse*

Tabela 6.17 - MITEL CM7291 - Teste 4

Etapa	Descrição	Detecções Esperadas	Detecções Obtidas
Teste 4a	Tecla 1 L/H variando de 0 a -20dB	≥ 40	60
Teste 4b	Tecla 1 L/H variando de 0 a 20dB	≥ 80	90
Teste 4c	Tecla 5 L/H variando de 0 a -20dB	≥ 40	60
Teste 4d	Tecla 5 L/H variando de 0 a 20dB	≥ 80	90
Teste 4e	Tecla 9 L/H variando de 0 a -20dB	≥ 40	70
Teste 4f	Tecla 9 L/H variando de 0 a 20dB	≥ 80	90
Teste 4g	Tecla D L/H variando de 0 a -20dB	≥ 40	70
Teste 4h	Tecla D L/H variando de 0 a 20dB	≥ 80	90

Teste 5 – Desvio de Amplitude

Tabela 6.18 - MITEL CM7291 - Teste 5

Descrição	Detecções Esperadas	Detecções Obtidas
Tecla 1 com amplitude variando de -1 a -35 dBV	≥ 25	27

Teste 6 – Tempo de Guarda

Tabela 6.19 - MITEL CM7291 - Teste 6

Detecções Esperadas	Detecções Obtidas	Tempo de Guarda
100 a 270	100	40 ms

Teste *Talk Off*

Testando o arquivo de áudio para modelos de segunda, terceira, quarta e quinta ordens do receptor, obtiveram-se os seguintes resultados:

Tabela 6.20 - MITEL CM7291 - Teste 8

Detecções Toleradas [8]	Detecções Obtidas
< 30	2

6.3.1 Análise dos Resultados

Como já era esperado, a implementação baseada no algoritmo de Goertzel atende aos requisitos impostos pelos testes [26] e pela norma [4]. No entanto, o requisito que temos mais interesse em compararmos com o detector proposto - a capacidade de detecção de tons em sinais contaminados por ruído - não teve seus resultados claramente apresentados por [8].

Para podermos comparar a capacidade de detecção em sinais contaminados por ruído do detector proposto em relação a um detector convencional, utilizaremos o método proposto em [25], como descreveremos a seguir.

6.4 Comparação do desempenho com sinais contaminados por ruído

Para comparar o desempenho do detector baseado no algoritmo APE com detector baseado no algoritmo de Goertzel, quando ambos são submetidos a sinais contaminados com ruído, será utilizado como referência a técnica empregada por Trajkovic [25]. A técnica consiste em submeter o detector a um conjunto de 10000 pulsos do dígito “1” para uma série de valores de SNR, fixando a razão entre os tons detectados corretamente sobre o total de tons e denominando-a “Probabilidade de Detecção”. Quando o detector apresenta uma probabilidade de mais de 90% de detecção, é considerado aprovado no teste.

Trajkovic [25] apresentou o resultado contido na Tabela 6.21 para o detector baseado no algoritmo de Goertzel.

Tabela 6.21 – Teste para detector baseado no Algoritmo de Goertzel

Teste SNR														
SNR (dB)	40	20	18	17	16	15	14	13	12	10	8	7	5	0
Pd	1	0,9999	0,9986	0,9957	0,9924	0,9837	0,9738	0,9488	0,9143	0,7844	0,4698	0,3102	0,1009	0,0016

Os resultados mostrados na Tabela 6.22 referem-se ao detector proposto, baseado no algoritmo APE, quando submetido a 10000 pulsos de dígito “1” sob diferentes valores de SNR.

Tabela 6.22 – Teste para Detector baseado em no algoritmo APE

Teste SNR				
SNR (dB)	Pd – ORDEM 4	Pd – ORDEM 6	Pd – ORDEM 8	Pd – ORDEM 10
45	1	1	0,9999	0,9999
44	1	1	1	0,9998
43	1	1	1	0,9999
42	1	0,9999	0,9998	1
41	1	0,9998	0,9997	0,9998
40	1	0,9994	0,9999	0,9998
39	1	0,9988	0,9999	0,9997
38	1	0,9974	0,9999	0,9997
37	1	0,9972	0,9998	0,9996
36	1	0,9969	0,9994	0,9996
35	1	0,998	0,9994	0,999
34	1	0,9983	0,9995	0,9991
33	0,9999	0,9986	0,9998	0,9989
32	1	0,9993	0,9994	0,9987
31	1	0,9992	0,9988	0,9972
30	1	0,9984	0,9988	0,9975
29	1	0,9982	0,9989	0,9967
28	1	0,9973	0,998	0,9976
27	0,9987	0,9966	0,9977	0,9965
26	0,9698	0,9955	0,9975	0,9955
25	0,8079	0,9945	0,9964	0,993
24	0,4635	0,9944	0,9958	0,9926
23	0,1599	0,9907	0,9948	0,9909
22	0,0296	0,9899	0,9936	0,9913
21	0,0042	0,9894	0,9915	0,9860
20	0,0013	0,9851	0,9878	0,9858
19	0	0,9799	0,9865	0,9806
18	0	0,9717	0,9853	0,9762
17	0	0,9640	0,9784	0,9726
16	0	0,9498	0,9758	0,9677
15	0	0,9244	0,9721	0,9642
14	0	0,8865	0,9682	0,9602
13	0	0,7907	0,9612	0,9537
12	0	0,5922	0,9514	0,9413
11	0	0,3266	0,9421	0,9389
10	0	0,1183	0,9282	0,9321
9	0	0,0291	0,9116	0,9169
8	0	0,0057	0,8899	0,9041
7	0	0,0002	0,8601	0,8906
6	0	0,0002	0,8242	0,8719
5	0	0	0,7671	0,8495
4	0	0	0,6801	0,799
3	0	0	0,5511	0,7226
2	0	0	0,3718	0,6072
1	0	0	0,2070	0,4708
0	0	0	0,1035	0,3298

A Fig. 6.2 compara graficamente o desempenho do detector baseado no algoritmo de Goertzel e as quatro diferentes configurações do detector proposto, quando testados com sinais contaminados com ruído:

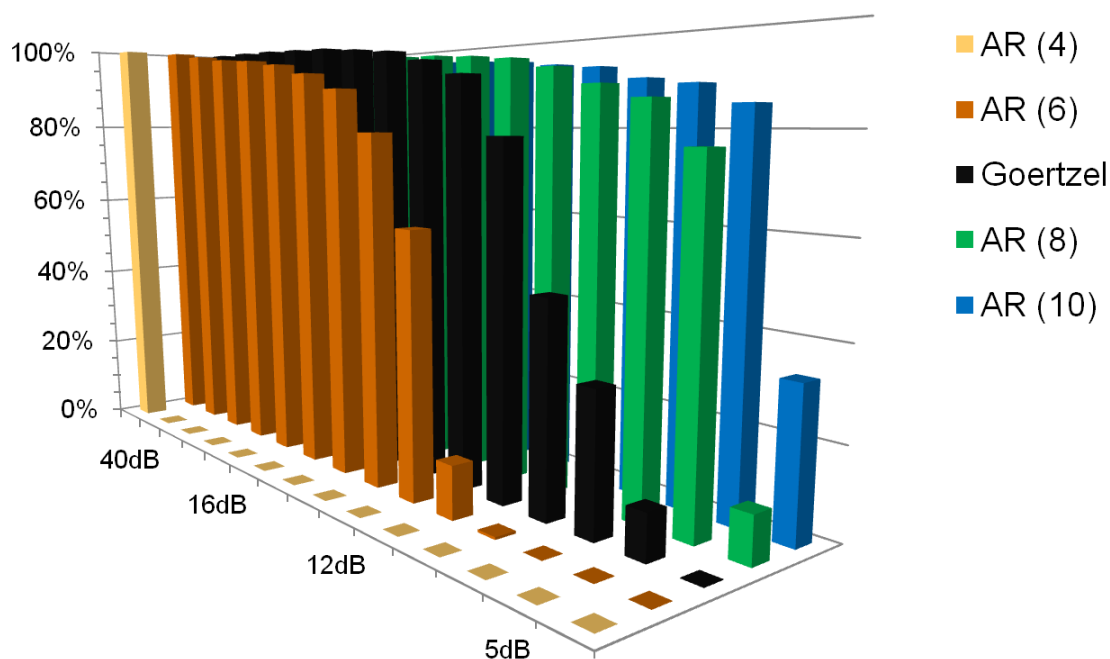


Figura 6.2 Comparação do desempenho do detector proposto (em quatro configurações distintas) e do detector baseado no algoritmo de Goertzel

Baseado no critério utilizado por [25], o detector proposto apresentou um limiar de operação de 26 dB para um modelo de predição linear de ordem 4, de 15 dB para um modelo de ordem 6, de 9 dB para um modelo de ordem 8 e de 8 dB para um modelo de ordem 10.

Segundo Trajkovic, o limiar de operação para um detector DTMF é 15dB. A Recomendação P.830 da ITU-T [5], por adotar uma faixa de 15 a 45 dB para ruído gaussiano nas linhas telefônicas, reforça essa consideração. O limiar de 15 dB habilitaria qualquer um dos detectores testados, com exceção do modelo de ordem 4. Quando modelos de ordem 8 ou 10 são utilizados, isto é, quando o processo é modelado com 4 ou 5 pares de pólos complexos conjugados, o detector proposto consegue limiares de operação de 9dB e 8dB, respectivamente.

Através da comparação dos resultados obtidos, apresentados na Tabela 6.22, com os resultados do teste para o detector baseado no algoritmo de Goertzel, apresentados na Tabela 6.21, podemos constatar que o detector proposto é mais robusto em ambientes ruidosos que aqueles baseados no algoritmo de Goertzel. É possível constatar também, através da Fig. 6.2 que, o desempenho do detector proposto utilizando modelos AR de ordens 8 e 10 é bastante superior ao detector baseado no algoritmo de Goertzel, apresentando uma quantidade de detecções considerável (cerca de 90%) para uma SNR de 8dB, valor para o qual o detector baseado no algoritmo de Goertzel já não detecta sequer 50% dos tons.

7. CONCLUSÃO

7.1 Discussão dos resultados

É notável, através da comparação entre as tabelas das Seções 6.1 e 6.2 com as tabelas da Seção 6.4, que o detector baseado no algoritmo APE atende aos requisitos estabelecidos pelas normas da ITU-T [4] e pode ser considerado uma alternativa válida para detecção de DTMF.

Além disso, o método de detecção proposto apresentou um ganho em relação aos métodos baseados no algoritmo de Goertzel: a maior robustez quando ambos são submetidos a sinais contaminados com ruído. Essa robustez apresentada pelo método proposto já era esperada, por se tratar de um método de modelagem espectral baseado em modelagem AR, como já foi discutido no Capítulo 4. A vantagem que obtivemos com o uso do algoritmo APE é que a carga computacional exigida é menor que a usualmente requerida em métodos baseados nesse tipo de modelagem.

Outros métodos de detecção, baseados em modelagem AR, levaram a detectores ainda mais robustos que o proposto nesse trabalho [14]; mas esses métodos fazem uso de técnicas tradicionais de obtenção de pólos (fatoração do polinômio formado pelos coeficientes do modelo auto-regressivo) e exigem uma alta carga computacional.

O detector baseado no algoritmo APE proposto nesse trabalho trouxe um método mais robusto à contaminação do sinal por ruído que a detecção baseada no algoritmo de Goertzel e mais eficiente computacionalmente que outros métodos baseados em modelagem AR utilizados para detecção de sinais DTMF.

7.2 Considerações Finais

A detecção de tons DTMF tem sido tradicionalmente realizada por meio do algoritmo de Goertzel, baseado em DFT. Outras alternativas têm sido propostas com o objetivo de melhorar aspectos da detecção: eficiência computacional, comportamento em meio a ruído e até consumo de potência do circuito.

O uso da modelagem AR pode fornecer um detector mais robusto, inclusive em meio ruidoso, já que a análise em frequência através desse método apresenta melhor

resolução em frequência e pode obter bons resultados com poucas amostras. O custo computacional para se obter um espectro através de um modelo AR, no entanto, é maior que o custo computacional requerido pelo algoritmo de Goertzel.

É importante enfatizar que, mesmo que os métodos baseados em modelagem AR requeiram uma carga computacional considerável, a robustez que esses métodos fornecem, principalmente em relação ao ruído de fundo, pode justificar sua implementação. Além disso, os meios de implementação, como DSPs de ponto flutuante, estão cada vez mais acessíveis e capazes de suportar uma grande carga computacional, o que viabiliza a implementação de métodos mais robustos e complexos.

O uso do algoritmo APE mostrou ser uma alternativa para reduzir a carga computacional normalmente requerida em métodos de modelagem AR e foi capaz de fornecer um detector DTMF dentro dos padrões da ITU-T. Além disso, este detector possui parâmetros facilmente configuráveis, o que torna o processo “pós-deteccção” mais simples, com poucos testes para validação do símbolo detectado. Finalmente, o detector apresentou boa robustez e melhor desempenho em sinais contaminados com ruído do que as aplicações baseadas no algoritmo de Goertzel que utilizamos como referência.

APÊNDICES

Apêndice A – Cálculo das expressões recursivas para $\frac{\partial \mathbf{a}(n)}{\partial \boldsymbol{\theta}^T(n)}$

Escreveremos, primeiramente, o polinômio característico do processo AR(p), da seguinte forma:

$$H_A(z) = \prod_{k=1}^m S_k(z) = \prod_{k=1}^m (1 - \rho_k e^{j\omega_k} z^{-1})(1 - \rho_k e^{-j\omega_k} z^{-1}), \quad m = p/2 \quad (\text{A.1})$$

e, em seguida, a matriz $\frac{\partial \mathbf{a}(n)}{\partial \boldsymbol{\theta}^T(n)}$:

$$\frac{\partial \mathbf{a}(n)}{\partial \boldsymbol{\theta}^T(n)} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathbf{a}(n)}{\partial \boldsymbol{\rho}^T(n)} & \frac{\partial \mathbf{a}(n)}{\partial \boldsymbol{\omega}^T(n)} \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Para obtermos a matriz $\frac{\partial \mathbf{a}(n)}{\partial \boldsymbol{\rho}^T(n)}$, podemos derivar a Eq. A.1 em relação à ρ_i :

$$\frac{\partial H_A(z)}{\partial \rho_i} = \frac{\partial S_i(z)}{\partial \rho_i} \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^m (1 - \rho_k e^{j\omega_k} z^{-1})(1 - \rho_k e^{-j\omega_k} z^{-1}) \quad (\text{A.3})$$

Como $H_A(z) = \sum_{j=0}^p a_j z^{-j}$, temos:

$$\frac{\partial H_A(z)}{\partial \rho_i} = \sum_{j=0}^p \frac{\partial a_j}{\partial \rho_i} z^{-j} \quad (\text{A.4})$$

Escrevendo $S_i(z)$ em coordenadas polares, chegamos à seguinte expressão:

$$S_i(z) = 1 - 2\rho_i \cos(\omega_i z^{-1}) + \rho_i^2 z^{-2} \quad (\text{A.5})$$

Sua derivada em relação à ρ_i pode ser escrita da seguinte forma:

$$\frac{\partial S_i(z)}{\partial \rho_i} = -2 \cos(\omega_i z^{-1}) + 2\rho_i z^{-2} \quad (\text{A.6})$$

Igualando a Eq. A.3 a Eq. A.4 e multiplicando ambos por $S_i(z)$, podemos escrever:

$$S_i(z) \sum_{j=0}^p \frac{\partial a_j}{\partial \rho_i} z^{-j} = \frac{\partial S_i(z)}{\partial \rho_i} \sum_{j=0}^p a_j z^{-j} \quad (\text{A.7})$$

Utilizando, na Eq. A.7, os resultados das Eq. A.5 a A.6 temos:

$$(1 - 2\rho_i \cos(\omega_i z^{-1}) + \rho_i^2 z^{-2}) \sum_{j=0}^p \frac{\partial a_j}{\partial \rho_i} z^{-j} = (-2 \cos(\omega_i z^{-1}) + 2\rho_i z^{-2}) \sum_{j=0}^p a_j z^{-j} \quad (\text{A.8})$$

ou, tomando as derivadas em relação à ω_i :

$$S_i(z) \sum_{j=0}^p \frac{\partial a_j}{\partial \omega_i} z^{-j} = \frac{\partial S_i(z)}{\partial \omega_i} \sum_{j=0}^p a_j z^{-j} \quad (\text{A.9a})$$

$$(1 - 2\rho_i \cos(\omega_i z^{-1}) + \rho_i^2 z^{-2}) \sum_{j=0}^p \frac{\partial a_j}{\partial \rho_i} z^{-j} = (2\rho_i \sin(\omega_i z^{-1})) \sum_{j=0}^p a_j z^{-j} \quad (\text{A.9b})$$

A partir das Eq. A.7, A.8 e A.9, é possível obter o conjunto de equações já apresentado na Seção 4.3:

$$\frac{\partial a_j}{\partial \rho_i} = 2\rho_i \cos(\omega_i) \frac{\partial a_{j-1}}{\partial \rho_i} - \rho_i^2 \frac{\partial a_{j-2}}{\partial \rho_i} - 2\cos(\omega_i)a_{j-1} + 2\rho_i a_{j-2} \quad (\text{A.10a})$$

$$\frac{\partial a_0}{\partial \rho_i} = 0 \text{ e } \frac{\partial a_1}{\partial \rho_i} = -2\cos(\omega_i) \quad (\text{A.10b})$$

$$\frac{\partial a_j}{\partial \omega_i} = 2\rho_i \cos(\omega_i) \frac{\partial a_{j-1}}{\partial \omega_i} - \rho_i^2 \frac{\partial a_{j-2}}{\partial \omega_i} + 2\rho_i \sin(\omega_i)a_{j-1} \quad (\text{A.11a})$$

$$\frac{\partial a_0}{\partial \omega_i} = 0 \text{ e } \frac{\partial a_1}{\partial \omega_i} = 2\rho_i \sin(\omega_i) \quad (\text{A.11b})$$

para $2 \leq j \leq p$ e $1 \leq i \leq p/2$.

Apêndice B – Código do Detector DTMF baseado no Algoritmo APE

```
% Rastreamento de raízes com estimação adaptativa dos pólos
%
% From NEHORAI, STAREER - Adaptive Pole Estimation (1990)
%
% [Polos,th]=DTMF(y);
%
% Algoritmo de recursão direta para rastreamento de tons DTMF
% a partir de uma saída y com 2 pares complexos conjugados.
% Sugestão: y = Tons(BF,HF)
%
% Tons DTMF
%      1209      1336      1477      1633
% 697      1        2        3        A
% 770      4        5        6        B
% 852      7        8        9        C
% 941      *        0        #        D

% Thiago Teixeira Pains Oliveira - GPCoM - UFSC - 2007

function [DIGITO]=Adapt_DTMF(m,t)

RAD=[0.5471, 0.6045, 0.6688, 0.7387, 0.9491, 1.0488, 1.1594, 1.2819];
%FREQUENCIAS DTMF EM RADIANS PARA FS=8000HZ

TECLADO = ['1', '2', '3', 'A', '4', '5', '6', 'B', '7', '8', '9', 'C', '*',
'0', '#', 'D']; %CARACTERES DO TECLADO DTMF

D=[0 0 0]; %VETOR UTILIZADO PARA VALIDACAO DE TOM DETECTADO

SIMBOLO=[' ' ' ' ' ' ' ']; %VETOR UTILIZADO PARA CONTAGEM DE TONS IGUAIS
DETECTADOS DENTRO DE UM SINAL

DIGITO=[' ']; %VETOR DE SAIDA

count=0; %CONTADOR DE TONS DETECTADOS DENTRO DE UM SINAL

Slip=0; %Número de detecções falsas

ind=1; %CONTADOR DE TONS IGUAIS DETECTADOS DENTRO DE UM SINAL

%% CONFIGURAÇÃO DO DETECTOR
FRAME=200; %%TAMANHO DO FRAME - VALORES RECOMENDADOS: 160, 200, 300,

erroA=0.018; %%TOLERANCIA A DESVIO DE AMPLITUDE 0.002*m 0.01*m

erroF=0.034 ; %%TOLERANCIA A DESVIO DE FREQUENCIA 0.033

erroA2=0.01; %$ TOLERANCIA A AMPLITUDE MAIOR QUE 1
%% GRAVAÇÃO DO SINAL DE ENTRADA
```

```

%Aguarda um tom por t segundos
'Pressione um digito do teclado'
in = wavrecord(t*8000, 8000, 1);

%% CONSTANTES DO ALGORITMO DE ESTIMAÇÃO ADAPTITATIVA DOS POLOS
K=100;
w=0.9;
w0=.99;
winf=1;
%%
n=2*m; %ORDEM DO SISTEMA MODELADO

T=length(in); %COMPRIMENTO DO SINAL DE ENTRADA

I=floor(T/FRAME); %NÚMERO DE ITERACOES DO ALGORITMO A SEREM APLICADAS AO
SINAL DE ENTRADA

%% PALPITE INICIAL PARA O ALGORITMO

th0=zeros(n,1);

for i=1:m
    th0(i)=1-1.1*erroA;
end

for i=1:floor(m/2)
    th0(i+m)=RAD(4-(i-1))*(1+erroF);
end

if m <= 5
    for i=(floor(m/2)+1):m
        th0(i+m)=RAD((i-1)+4)*(1+erroF);
    end
end

if m > 5
    for i=(floor(m/2)+1):5
        th0(i+m)=RAD((i-1)+4)*(1+erroF);
    end
end

for i=5:m
    th0(i+m)=1.57-(i-1)*1.57/m;
end
end

th0;
%% APLICACAO DA DETECCAO A UM NUMERO DE AMOSTRAS DA ENTRADA IGUAL AO
TAMANHO DO FRAME
for h=0:(I-1)

    y(1:FRAME)=in(1+FRAME*h:FRAME+FRAME*h); %BUFFER CONTENDO NUMERO DE
AMOSTRAS DA ENTRADA IGUAL AO TAMANHO DO FRAME
    y=y(:);

```

```

th=APE(n,m,FRAME,y,w,winf,w0,th0,K);%ADAPTATIVE POLE ESTIMATION
th;
%Verificação da Tecla digitada

%Rastramento dos pólos corretos - NECESSARIO PARA M MAIOR QUE 2
thA=busca(th,m);
%Fim do rastreamento

%Teste de Frequencia
[coluna,linha]=freq(thA,th,RAD,erroF,erroA,erroA2,m);
%Fim do teste de Frequencia

%Validação do tom
if (linha>0 & coluna>0) %Se o tom passou no teste de frequencia
    D(1)=coluna+4*(linha-1); %Digito e dado como detectado
    if (D(1)~=D(2)) %Se esse digito nao e igual ao digito detectado
no quadro anterior
        SIMBOLO(1)=TECLADO(D(1)); %DIGITO E VALIDO
        'Tom Detectado';
        DIGITO(count+1)=SIMBOLO(1);
        if (SIMBOLO(1)==SIMBOLO(2)) %Contador de digitos validos
iguais
            ind=ind+1;
            SIMBOLO(3)=SIMBOLO(2);
            SIMBOLO(2)=SIMBOLO(1);
        else
            ind=1;
            if (ind~=count)&(SIMBOLO(1)==SIMBOLO(3))
                Slip=Slip+1;
            end
            SIMBOLO(3)=SIMBOLO(2);
            SIMBOLO(2)=SIMBOLO(1);
        end
        count=count+1; %Contador de digitos validos
        D(3)=D(2);
        D(2)=D(1);

    else
        D(3)=D(2);
        D(2)=D(1);
    end

else
    D=[0 0 0]; % Se o tom e reprovado no teste de frequencia o
vetor D e resetado
end
%Fim da Verificação

end
SIMBOLO;
count;
Slip;
DIGITO
%FIM DA ITERACAO

```

```

%% FUNÇÃO - Rastramento dos pólos corretos - NECESSARIO PARA M MAIOR QUE
2
function thA=busca(th,m)

for i=1:m
    thA(i)=abs(atan(tan(th(i+m)))));
end
% Fim do rastreamento

%% FUNÇÃO - Teste de Frequencia
function [coluna,linha]=freq(thA,th,RAD,erroF,erroA,erroA2,m)
linha=0;
coluna=0;
indiceL1=0;
indiceL2=0;
indiceC1=0;
indiceC2=0;
indice1=0;
indice2=0;
thL=5;
thC=5;
erroL1=erroF;
erroL2=erroA;
erroC1=erroF;
erroC2=erroA;
for j=1:m
for i=1:4
    if ( abs(1-thA(j)/RAD(i)) < (erroL1) )&(abs(1-abs(th(j))) <
erroA)&(abs(th(j)) < 1+erroA2)
        erroL1=abs(1-abs(thA(j))/RAD(i));
        indiceL1=i;
    end
    if (abs(1-abs(th(j))) < erroL2)&(abs(th(j)) < 1+erroA2)&( abs(1-
thA(j)/RAD(i)) < (erroF) )
        erroL2=abs(1-abs(th(j)));
        indiceL2 = i;
    end
    if erroL1<erroL2
        indice1=indiceL1;
    else
        indice1=indiceL2;
    end
    linha=indice1;
end
for i=5:8
    if ( abs(1-thA(j)/RAD(i)) < (erroC1) )&(abs(1-abs(th(j))) <
erroA)&(abs(th(j)) < 1+erroA2)
        erroC1=abs(1-abs(thA(j))/RAD(i));
        indiceC1=i;
    end
    if (abs(1-abs(th(j))) < erroC2)&(abs(th(j)) < 1+erroA2)&( abs(1-
thA(j)/RAD(i)) < (erroF) )
        erroC2=abs(1-abs(th(j)));
        indiceC2 = i;
    end
end

```

```

    end
    if erroC1<erroC2
        indice2=indiceC1;
    else
        indice2=indiceC2;
    end
    coluna=indice2-4;
end
end
% Fim do Teste de Frequencia
%% FUNCAO ADAPTIVE POLE ESTIMATION

function th=APE(n,m,FRAME,y,w,winf,w0,th0,K)

% Parametros
th=th0;

a=pr2c(th0,m)';

phi=-y(n:-1:1);
psi=zeros(n,1);

P=K*eye(n);

%
e=0;
L=zeros(n,1);
agradth=zeros(n);
%
%Recursão
for t=n+1:FRAME
e=y(t)-a(2:n+1)'\*phi;

%if abs(e)<0.0001 %%Rompe o tempo de guarda
%    break
%end

L=P*psi/(w+psi'\*P*psi);
P=(P-L*psi'\*P)/w;

th=th+L*e;

a=pr2c(th,m)';

rho(1:m,1)=th(1:m);
om(1:m,1)=th(m+1:2*m);

%Calculo do Gradiente
for k=1:m
    agradth(1,k)=-2*cos(om(k));
    agradth(2,k)=-4*rho(k)*cos(om(k))*cos(om(k))-
    2*cos(om(k))*a(2)+2*rho(k)*a(1);
end
for k=1:m
    agradth(1,k+m)=2*rho(k)*sin(om(k));

```



```

agradth(2,k+m)=4*rho(k)*rho(k)*sin(om(k))*cos(om(k))+2*rho(k)*sin(om(k))*
a(2);
end

for j=3:n
for k=1:m
    agradth(j,k)=2*rho(k)*cos(om(k))*agradth(j-1,k)-
    (rho(k)*rho(k))*agradth(j-2,k)-2*cos(om(k))*a(j)+2*rho(k)*a(j-1);
end
for k=1:m
    agradth(j,k+m)=2*rho(k)*cos(om(k))*agradth(j-1,k+m)-
    (rho(k)*rho(k))*agradth(j-2,k+m)+2*rho(k)*sin(om(k))*a(j);
end
end
%Fim do Calculo do Gradiente
phi=-y(t:-1:t-n+1);
psi=agradth'*phi;
w=winf-(winf-w)*w0;
end
% Fim da Recursão

%% Polar form roots to coefficients mapping.
function a=pr2c(th,Nc)
% a=pr2c(th,Nc,Nr);

rho(1:Nc)=th(1:Nc);
om(1:Nc)=th(Nc+1:2*Nc);

A=zeros(2,2*Nc+1);
A(:,1)=1;

if Nc~=0
%j=1
A(2,2)=A(1,2)-2*rho(1)*A(1,1)*cos(om(1))+0*(rho(1))^2;
A(2,3)=A(1,3)-2*rho(1)*A(1,2)*cos(om(1))+A(1,1)*(rho(1))^2;
%
end
A(1,:)=A(2,:);

for j=2:Nc
    A(2,2)=A(1,2)-2*rho(j)*A(1,1)*cos(om(j))+0*(rho(j))^2;
    A(2,3)=A(1,3)-2*rho(j)*A(1,2)*cos(om(j))+A(1,1)*(rho(j))^2;
    for i=3:2*j
        A(2,i+1)=A(1,i+1)-2*rho(j)*A(1,i-1+1)*cos(om(j))+A(1,i-
2+1)*(rho(j))^2;
    end
    A(1,:)=A(2,:);
end

a=(A(2,:));
%%

```

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] NEHORAI, A.; STARER, D. Adaptive pole estimation. *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, v. 38, n. 5, p. 825-838, May 1990.
- [2] BELL COMMUNICATIONS RESEARCH. *Dual-Tone Multifrequency Receiver Generic Requirements for End-to-End Signaling Over Tandem-Switched Voice Links*. TR-TSY-000181, Issue 1, 1987.
- [3] ITU-T. *Technical Features of Push-Button Telephone Sets*. Recommendation Q.23, Geneva, 1988.
- [4] ITU-T. *Multi-frequency Push-Button Signal Reception*. Recommendation Q.24, Geneva, 1988.
- [5] ITU-T. *Subjective Performance Assessment of Telephone-Band and Wideband Digital Codecs*. Recommendation P.830, Geneva, 1996.
- [6] KUO, S. M.; LEE, B. H. *Real Time Digital Signal Processing*. John Wiley & Sons Ltd., 2001.
- [7] KUO, S. M.; GAN, W. *Digital Signal Processors. Architectures, Implementations and Applications*. Pearson Prentice Hall, 2005.
- [8] TEXAS INSTRUMENT. *DTMF Tone Generation and Detection: An Implementation Using the TMS320C54x*. SPRA096A, 2000.
- [9] BECK, R.; DEMPSTER A. G.; KALE, I. Finite-Precision Goertzel Filters Used for Signal Tone Detection. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, v. 48, n. 7, Jul. 2001
- [10] BECKER, R.; MULDER, J. SIGFRED: A Low-Power DTMF and Signaling Frequency Detector. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 26, n. 7, p. 1027-1037, Jul. 1991.
- [11] BEARD, J. H.; GIVEN, S. P.; YOUNG, B. J. A Discrete Fourier Transform Based Digital DTMF Detection Algorithm. *Ms State DSP Conference*, p. 59-71, Fall 1995.
- [12] FELDER, M. D.; MASON, J. C.; EVANS, B. L. Efficient Dual-Tone Multifrequency Detection Using the Nonuniform Discrete Fourier Transform. *IEEE Signal Processing Letters*, v. 5, n. 7, Jul 1998.
- [13] GAY, S.L.; HARTUNG, J.; SMITH, G.L. Algorithms for Multi-Channel DTMF Detection for the WE DSP32 Family. *1989 International Conference*

- on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP-89*, v. 2, p.1134-1137, May 1989.
- [14] ANJANI, A. V. N. S. and YEGNANARAYANA, B. An Autoregressive Model Based Approach for DTMF Detection. *Proc. National Conference on Communication*, Delhi, Jan. 2000.
 - [15] DEOSTHALI, A.A.; MCCASLIN, S.R.; EVANS, B.L. A Low-Complexity ITU-Compliant Dual Tone Multiple Frequency Detector. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 48, n. 3, p. 911-917, Mar. 2000.
 - [16] ARSLAN, G.; EVANS, B. L.; SAKARYA, F. A. et al. Performance Evaluation and RealTime Implementation of Subspace, Adaptive, and DFT Algorithms for Multi-Tone Detection. *Proc. IEEE Int. Conf. on Telecommunications*, p. 884-887, Apr. 1996
 - [17] EMIYA, V.; PESSOA, L. F. C.; VALLOT, D.; MELLES, D. Generic Tone Detection using Teager-Kaiser Energy Operators on the StarCore SC140 core. *Freescale application note AN2384/D*, Aug. 2003.
 - [18] HAYKIN, S. *Adaptive Filter Theory*. 2. ed. Prentice Hall, 1991.
 - [19] J. MARKHOUL. Linear prediction: A tutorial review. *Proc. IEEE*, v. 63, n. 4, p. 561-580, Apr. 1975.
 - [20] AHN B.Y.; PARK S.B. Estimation of Mean Frequency and Variance of Ultrasonic Doppler Signal by Using Second-Order Autoregressive Model. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, v. 38, n. 3, p.172–182, May 1991.
 - [21] LOUPAS T.; MCDICKEN W. N. Low-order AR Models for Mean and Maximum Frequency Estimation in the Context of Doppler Color Flow Mapping”. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroeletrics and Frequency Control*, v. 37, n. 6, p. 590-601, Nov. 1990.
 - [22] HAYES, M. H. *Statistical Digital Signal Processing and Modeling*. 2 ed. John Wiley and Sons, 1999 .
 - [23] DAHLEH, M. A. System Identification. *MIT Lectures Notes 6.435 - Lecture 7*, Spring 2005.
 - [24] LJUNG, L. *System Identification - Theory For the User*, 2. ed. PTR Prentice Hall, 1999.
 - [25] TRAJKOVIC, MILO S. Performance analysis of the DTMF detector based on the Goertzel’s algorithm. In: 14th TELECOMMUNICATIONS FORUM – TELFOR (Nov. 2006 : Serbia, Belgrado). Serbia, Belgrado, Nov. 2006.

- [26] MITEL TECHNICAL DATA. *Tone Receiver Text Cassette CM7291*. 1980.
- [27] SEMMLOW, J. L. *Biosignal and Biomedical Image Processing: MATLAB-Based Applications*, CRC press, 2004.
- [28] LATHI, B. P. *An Introduction to Random Signals And Communications Theory*, Int. Textbook Co., Scranton, Pa., 1968.